



# VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

## FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

## ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

## PŘENOSNÝ ZDROJ PRO INDUKČNÍ OHŘEV

PORTABLE SOURCE FOR INDUCTION HEATING

### DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

### AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Tomáš Nevřela

### VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Jan Knobloch, Ph.D.

BRNO 2018

# Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Silnoproudá elektrotechnika a výkonová elektronika**

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

**Student:** Bc. Tomáš Nevřela

**ID:** 164347

**Ročník:** 2

**Akademický rok:** 2017/18

**NÁZEV TÉMATU:**

## Přenosný zdroj pro indukční ohřev

### POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Navrhnete desky plošných spojů
2. Popište způsob řízení
3. Zařízení realizujte a oživte
4. Proveďte měření na funkčním vzorku a diskutujte výsledky

### DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] PATOČKA, Miroslav. Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice. V Brně: VUTIUM, 2011, 564 s. ISBN 978-80-214-4003-6.

[2] KRIST, Petr. Zařízení pro indukční ohřev s výkonem 2,5kW [online]. Vysoké učení technické v Brně. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2014 [cit. 2017-10-26]. Dostupné z: <http://hdl.handle.net/11012/31957>. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky. Vedoucí práce Pavel Vorel.

**Termín zadání:** 5.2.2018

**Termín odevzdání:** 21.5.2018

**Vedoucí práce:** Ing. Jan Knobloch, Ph.D.

**Konzultant:**

**doc. Ing. Ondřej Vítek, Ph.D.**  
*předseda oborové rady*

### UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

## **Abstrakt**

Cílem této práce je zrealizovat a otestovat prototyp přenosného zdroje pro indukční ohřev malých součástí. Projekt obsahuje teoretický základ z oblasti rezonančních obvodů a indukčních ohřevů. Návrh zařízení je založen na výsledcích simulace z programu FEMM, pomocí které byla navržena fokusační cívka pro indukční ohřev. Součástí práce je realizace navrženého zařízení, jeho oživení a programování řízení.

## **Klíčová slova**

indukční ohřev, rezonance, rezonanční obvod, kvazirezonanční obvod, fokusační cívka

## **Abstract**

The aim of this work is to realize and test a prototype portable source for induction heating of small parts. The project contains a theoretical basis of resonant circuits and induction heating. The device design is based on simulation results from the FEMM program, with which a focussing coil for induction heating has been designed. The parts of the thesis are the realization of the designed device, its putting into operation and the programming of the control.

## **Keywords**

induction heating, resonance, resonant circuit, quasi-resonant circuit, focusing coil

### **Bibliografická citace:**

NEVŘELA, T. *Přenosný zdroj pro indukční ohřev*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2018. 82 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Jan Knobloch, Ph.D.

## **Prohlášení**

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Přenosný zdroj pro indukční ohřev jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této závěrečné práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne 15. května 2018

.....  
podpis autora

## **Poděkování**

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Janu Knoblochovi, Ph.D., dále Ing. Davidu Skopalovi, Ing. Jiřímu Pešlovi a Ing. Martinu Válikovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne 15. května 2018

.....  
podpis autora

# Obsah

1	Úvod .....	1
1.1	Indukční ohřev .....	1
2	Princip indukčního ohřevu .....	2
2.1	Vznik tepla ve vsázce .....	2
2.2	Volba parametrů ohřevu .....	3
3	Zařízení pro indukční ohřev .....	5
3.1	Zdroj se sériovým rezonančním obvodem .....	5
3.2	Zdroj s paralelním rezonančním obvodem .....	7
3.3	Zdroj s kvazirezonančním obvodem .....	8
3.4	Typy používaných měničů .....	9
3.4.1	Měnič typu H most .....	9
3.4.2	Měnič typu poloviční most .....	9
3.4.3	Měnič s jedním tranzistorem .....	10
4	Návrh koncepce zdroje pro indukční ohřev .....	11
4.1	Rozbor kvazirezonančního obvodu .....	11
5	Návrh fokusační cívky .....	18
5.1	Simulace .....	18
5.2	Ztráty v jádře .....	20
5.3	Ztráty ve vinutí .....	21
5.4	Realizace cívky .....	24
6	Návrh obvodu zdroje pro indukční ohřev .....	26
6.1	Dimenzování obvodu .....	26
6.2	Napájecí část .....	30
6.3	Invertor .....	31
6.3.1	Návrh tlumivky LC filtru .....	34
6.4	Ovládací část .....	41
6.5	Řídicí část .....	41
6.6	Návrh plošného spoje .....	42
7	Popis řízení kvazirezonančního obvodu .....	44
7.1	Nastavení ochran .....	47
7.2	Nastavení řízení .....	48
7.3	Regulace výkonu .....	52
7.4	Smyčka hlavního programu .....	52
8	Oživení a ověření parametrů realizovaného prototypu .....	55
8.1	Problematika nadproudové ochrany .....	56
8.2	Problematika zapínacích dějů .....	57
8.3	Problematika přepětové ochrany .....	59

8.4	Testování požadovaného výkonu.....	61
8.5	Navrhované úpravy zařízení.....	65
8.6	Srovnání skutečných hodnot se simulací .....	66
8.7	Fotografie realizovaného zařízení.....	67
9	Závěr.....	68
	Literatura .....	69
	Seznam symbolů, veličin a zkratek.....	70



# Seznam obrázků

Obr. 1.1 Indukční ohřev [10].....	1
Obr. 3.1 Sériový rezonanční obvod .....	6
Obr. 3.2 Průběhy napětí a proudu v sériovém rezonančním obvodu .....	6
Obr. 3.3 Paralelní rezonanční obvod .....	7
Obr. 3.4 Průběh proudů a napětí v paralelním rezonančním obvodu .....	8
Obr. 3.5 Indukční ohřev s měničem typu plný most [9] .....	9
Obr. 3.6 Indukční ohřev s měničem typu poloviční most [9] .....	10
Obr. 3.7 Indukční ohřev s měničem s jedním tranzistorem.....	10
Obr. 4.1 Proudové smyčky obvodem během jedné periody.....	12
Obr. 4.2 Průběhy důležitých veličin v kvazirezonančním obvodu .....	15
Obr. 4.3 Typický průběh proudu rezonanční cívkou.....	16
Obr. 4.4 Detail zapínání tranzistoru .....	17
Obr. 4.5 Detail vypínání tranzistoru .....	17
Obr. 5.1 Simulace jádra PQ4040 v programu FEMM.....	19
Obr. 5.2 Simulace jádra EI4328 v programu FEMM .....	20
Obr. 5.3 Závislosti ztrát v jádře pro materiál CF297 [13].....	21
Obr. 5.4 Fotografie vyrobené rezonanční cívky .....	25
Obr. 6.1 Blokové schéma zdroje pro indukční ohřev .....	26
Obr. 6.2 Detail periody proudu rezonanční cívkou.....	27
Obr. 6.3 Průběh proudu rezonanční cívkou .....	28
Obr. 6.4 Graf pro výpočet proudové zatížitelnosti plošného spoje [15] .....	30
Obr. 6.5 Schéma napájecí části zdroje pro indukční ohřev .....	32
Obr. 6.6 Schéma invertoru zdroje pro indukční ohřev .....	33
Obr. 6.7 Graf pro určení ztrát v jádře způsobených magnetickou indukcí [14] .....	35
Obr. 6.8 Graf pro určení koeficientu indukčnosti ovlivněné DC složkou proudu [14] .....	36
Obr. 6.9 Realizovaná tlumivka LC filtru .....	41
Obr. 6.10 Přední strana navrženého plošného spoje .....	43
Obr. 6.11 Zadní strana navrženého plošného spoje .....	43
Obr. 7.1 Průběh napětí a proudu v kvazirezonančním obvodu.....	45
Obr. 7.2 Průběh napětí a proudu v kvazirezonančním obvodu s různým zatížením .....	46
Obr. 7.3 Schéma znázorňující řízení obvodu .....	48
Obr. 7.4 Časová posloupnost řídicích signálů .....	49
Obr. 7.5 Průběhy napětí a proudu nezatíženého obvodu při napájecím napětí 30 V .....	50
Obr. 7.6 Průběhy napětí a proudu zatíženého obvodu při napájecím napětí 30 V..	50

Obr. 7.7 Záznam z testovacího měření při napětí 150 V .....	51
Obr. 7.8 Vývojový diagram hlavní smyčky programu.....	53
Obr. 7.9 Vývojový diagram řízení tranzistoru.....	54
Obr. 8.1 Výstup komparátoru bez a s použitím hystereze .....	56
Obr. 8.2 Impulsní proud při sepnutí tranzistoru .....	57
Obr. 8.3 Cesta proudu ihned po sepnutí tranzistoru .....	58
Obr. 8.4 Průběh napětí a proudů při vybavení přepětové ochrany .....	60
Obr. 8.5 Detail průběhu napětí a proudu při vybavení přepětové ochrany.....	60
Obr. 8.6 Průběh napětí a proudů při výkonu zdroje 250 W .....	62
Obr. 8.7 Průběh napětí a proudů při výkonu zdroje 500 W .....	62
Obr. 8.8 Průběh napětí a proudů při výkonu zdroje 750 W .....	63
Obr. 8.9 Průběh napětí a proudů při výkonu zdroje 1000 W.....	63
Obr. 8.10 Průběh napětí a proudů při výkonu zdroje 1250 W .....	64
Obr. 8.11 Snímek z testovacího měření výkonu.....	64
Obr. 8.12 Realizovaný zdroj pro indukční ohřev .....	67
Obr. 8.13 Realizovaný zdroj pro indukční ohřev v plechovém šasi.....	67

## Seznam tabulek

Tab. 4.1 Popis časových úseků jedné periody kvazirezonančním obvodem .....	14
Tab. 5.1 Výsledné hodnoty zjištěné simulací ve FEMMu .....	19
Tab. 5.2 Hodnoty vypočtených ztrát v jádře.....	20
Tab. 5.3 Hodnoty pro výpočet ztrát ve vinutí.....	22
Tab. 5.4 Vlastnosti realizované cívky .....	25
Tab. 6.1 Vlastnosti jádra KT 141-26-I .....	34

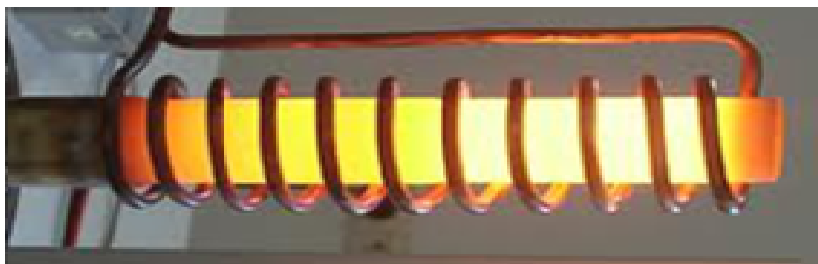
# 1 ÚVOD

Cílem práce je vytvořit prototyp přenosného zdroje pro indukční ohřev. Maximální předpokládaný výkon zařízení je 1,2 kW při napájení z elektrické sítě. Je požadováno vyrobit zdroj s fokusační cívkou na feritovém jádře s použitím kvazirezonančního obvodu s jedním tranzistorem. Účelem práce je ověřit funkčnost, spolehlivost a náročnost řízení použitého typu obvodu. Vývoj a realizace zařízení probíhá ve spolupráci s firmou Dawell CZ s.r.o., která je zadavatelem diplomové práce. Některé dílčí části projektu jsou v duševním vlastnictví firmy a z důvodu ochrany majetku nebudou jejich detaily, jako např. software, zveřejněny. Návrh prototypu bude veden tak, aby byly využity primárně komponenty dostupné v zásobách firmy.

## 1.1 Indukční ohřev

Indukční ohřev je proces ohřívání vodivých materiálů. Zařízení sloužící pro indukční ohřev generuje proměnné elektromagnetické pole, které ve vodivém materiálu indukuje elektrické proudy, díky nimž vzniká Jouleovo teplo.

Nejznámější využití indukčního ohřevu najdeme pravděpodobně v oblasti kuchyňských sporáků. Indukční ohřev bývá velmi často využíván také v průmyslu. Používají se ohřevy s výkony od jednotek po stovky kW, výjimečně i jednotky MW. Indukční ohřev je velmi rozšířený v metalurgii, kde se využívá pro ohřev a tavení kovových i nekovových materiálů, pro svařování, pájení, žíhání, kalení, lepení a spojování kovů, pro tavení skla a další procesy. Pro aplikace pracující s velkým výkonem a velkým množstvím ohřívaného materiálu se využívají často pece sloužící k ohřevu nebo přímo k tavení. Běžně se vyskytuje několik druhů pecí, např. kelímkové, kanálkové, vakuové, prohřívací aj. Pokud je potřeba vznik tepla koncentrovat do určité oblasti nebo pouze jednoho místa, používají se menší zdroje s cívkami, které elektromagnetické pole generují pouze do žádaného prostoru. Mohou to být cívky s jádrem pro ohřev plochy, nebo vzduchové kruhové cívky, do nichž je vkládána vsázka v podobě tyčí, trubek, šroubů apod. [2]



Obr. 1.1 Indukční ohřev [10]

## 2 PRINCIP INDUKČNÍHO OHŘEVU

Generátorů elektromagnetického pole existuje podle typu použitých obvodů několik druhů. Zpravidla se jedná o cívky napájené střídavým proudem, mohou být napájené přímo ze sítě nebo ze střídavého měniče. Ohříváný materiál neboli vsázka se vkládá do prostoru cívky protékané střídavým proudem. Magnetický tok se uzavírá přes vsázku. Efektivnost procesu tudíž závisí na vzájemné vazbě mezi vsázkou a cívkou. Z fyzikálního hlediska je indukční ohřev srovnatelný s transformátorem, kde cívka tvoří primární vinutí a vsázka sekundární vinutí. Sekundární vinutí však představuje zkrat a tak se celá soustava chová jako transformátor s výstupem nakrátko. [2], [5]

### 2.1 Vznik tepla ve vsázce

Podle principu magnetické indukce objevené v roce 1831 Michaelem Faradayem se v nestacionárním magnetickém poli indukuje v elektrickém vodiči elektromotorické napětí. Vlivem proměnného magnetického toku protékají v elementárních plošných a objemových částech vodiče indukované proudy, které mají charakter proudových smyček. Tyto proudy způsobují vznik Jouleova tepla, a proto jsou ztrátové. Tuto energii obecně nazýváme ztráty vířivými proudy. Ztráty jsou závislé na magnetické indukci, na tloušťce a celkovém objemu vodiče, na rezistivitě materiálu a také na frekvenci magnetického toku. Vyjádřit je lze podle rovnice (2.1), kde  $k_v$  je koeficient ztrát vířivými proudy. Ten závisí na materiálu a rozměrech tělesa.  $B$  je magnetická indukce,  $f$  je frekvence magnetického toku.

$$P_v = k_v \cdot B^2 \cdot f^2 \quad (2.1)$$

Při magnetizaci feromagnetických látek dochází také ke ztrátám způsobených jejich magnetickou hysterezí. Tyto ztráty jsou závislé na frekvenci magnetického toku, na objemu feromagnetika a na ploše hysterezní smyčky. Tyto ztráty jsou označovány za hysterezní ztráty. Vyjádřit je lze podle rovnice (2.2), kde  $k_h$  je koeficient hysterezních ztrát a stejně jako  $k_v$  je závislý na parametrech ohříváného tělesa.  $B$  je magnetická indukce a  $f$  je frekvence magnetického toku.

$$P_h = k_h \cdot B^2 \cdot f \quad (2.2)$$

Ztráty, ke kterým dochází při magnetování feromagnetických látek, můžeme rozdělit celkem na 3 složky. První dvě složky jsou popsány výše a jedná se o ztráty vířivými proudy a ztráty hysterezní. Poslední složkou jsou ztráty přídavné. Jejich přesný výpočet je obtížný a proto tyto ztráty vyjadřujeme měrnou jednotkou

W/kg, kdy je hodnota různá pro každý materiál. Známe tedy pouze jejich závislost na hmotnosti, resp. na objemu použitého feromagnetika. Obecně jsou velmi závislé na složení materiálu, snižovat je můžeme např. přidáváním různých příměsí (často křemík). Známe jsou úpravy metalurgickými procesy, které tyto ztráty ovlivňují.

Celkové ztráty ve feromagnetiku umístěném v nestacionárním elektromagnetickém poli jsou dány součtem všech tří složek. Ztrátový výkon lze vyjádřit rovnicí (2.3).  $P_v$  jsou ztráty způsobeny vířivými proudy,  $P_h$  jsou hysterezní ztráty a  $P_p$  jsou ztráty přídavné.

$$P_{ztr} = P_v + P_h + P_p \quad (2.3)$$

V elektrických strojích jsou tyto ztráty velmi nežádoucí a snižují jejich účinnost. Hovoříme-li však o indukčním ohřevu jako o chtěném efektu, je žádoucí, aby byly tyto ztráty co největší, resp. aby výkon vznikající v materiálu měl co nejvyšší hodnotu. Nejčastěji využívaným prostředkem je zvyšování frekvence a magnetické indukce. Z rovnic pro výpočet ztrát je patrné, že čím větších hodnot dosáhneme, tím větší bude vzniklé teplo v materiálu a indukční ohřev bude efektivnější.

Z popisu vzniku tepla je zřetelné, že teplo je generováno přímo ve vsázce. Nedochozí ke generaci tepla v jiném zdroji a jeho následnému šíření do vsázky vedením, sáláním nebo zářením. Zjednodušeně lze říct, že teplo vzniká pouze vsázce a jeho okolí zůstává studené. Nedochozí k tepelným ztrátám v jiných částech zařízení a prudce klesá setrvačnost procesu. Toto jsou hlavní přednosti indukčního ohřevu, které vedou k jeho hojnému využití. Ve srovnání s jiným typem ohřívání je tento proces rychlý, účinný a efektivní. Umožňuje bezkontaktní ohřívání. Materiál není vystavován ohni nebo žáru, což má příznivý vliv na jeho chemické vlastnosti. Indukční ohřev je také bezpečný, protože obsluha není ohrožena vysokými teplotami prostředí nebo jiných objektů. Při návrhu a realizaci zařízení pro indukční ohřev rovněž klesají nároky na tepelnou izolaci indukčních pecí. [1],[2]

## 2.2 Volba parametrů ohřevu

Při volbě pracovní frekvence je však velmi důležité brát v úvahu skinefekt. Frekvenci je vhodné upravovat podle velikosti a typu vsázky. Čím je tloušťka vsázky menší, tím větší frekvenci můžeme zvolit, protože se skinefekt neuplatní tak významně. Naopak pokud je potřeba ohřát vsázku větších rozměrů, je vhodné volit menší frekvenci. Teplo tak bude vznikat v celém objemu vsázky a bude se lépe šířit. Je však potřeba mít na zřeteli, že velikost vzniklého tepla je závislá na velikosti frekvence a při jejím snižování bude klesat tepelný výkon ve vsázce. Volba

velikosti frekvence je tak vždy otázkou kompromisu. Při určitých aplikacích, jako jsou např. povrchové žíhání, je žádoucí, aby teplo vznikalo pouze na povrchu vsázky a zbytek vsázky zůstal ideálně studený.

S rostoucí frekvencí klesá vlivem skin efektu hloubka vniku. Z rozměrů vsázky nebo ze znalosti potřebné hloubky vniku můžeme frekvenci pole přesně spočítat podle rovnice (2.4), převzato z [1], kde  $\delta$  je hloubka vniku,  $\omega$  je úhlová rychlost proudu,  $\mu$  je magnetická permeabilita materiálu a  $\gamma$  je konduktivita materiálu. Hloubka vniku je přesně definována jako vzdálenost od povrchu vodiče, kde proudová hustota klesne na hodnotu přibližně 37% své maximální hodnoty (přesněji  $1/e$ ). [1]

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \cdot \mu \cdot \gamma}} \quad (2.4)$$

### 3 ZAŘÍZENÍ PRO INDUKČNÍ OHŘEV

Magnetická indukce v okolí vodiče je přímo úměrně závislá na proudu tekoucím vodičem. Abychom dosáhli požadované indukce, může velikost potřebného proudu vystoupat prakticky k hodnotám desítek až stovek ampér. Velikost proudu v cívce většinou úzce souvisí s výkonem zařízení. Při realizaci zařízení pro indukční ohřev obvykle narážíme na problém se zdrojem energie, který není schopen dodávat potřebný proud. Problém řeší použití rezonančního obvodu, který může být sériový nebo paralelní. Podle topologie se využívají jedno, dvou, nebo čtyř tranzistorové měniče napájené z usměrňovače. Výjimečně se můžeme setkat s induktorem napájeným přímo ze sítě.

#### 3.1 Zdroj se sériovým rezonančním obvodem

Sériový rezonanční obvod, označován SRO, je na Obr. 3.1. Pokud je obvod napájen harmonickým napětím o tzv. rezonanční frekvenci, jsou reaktance kondenzátoru a cívky vzájemně kompenzovány. Impedance celého obvodu má v takovém případě velikost rovnou pouze velikosti odporu. Z rovnice (3.1) plyne, že velikost reaktance cívky je  $Q$  krát vyšší, než velikost odporu. Na svorkách cívky a kondenzátoru se proto v rezonanci objeví  $Q$  krát vyšší napětí, než na svorkách celého SRO. Proud procházející obvodem v rezonanci je určen pouze velikostí rezistoru. Jeho velikost je tvořena parazitním odporem cívky a ekvivalentním odporem představující odpor vsázky, resp. ztráty ve vsázce.

$$Q = \frac{\omega L}{R} \quad (3.1)$$

Reaktance cívky se počítá podle vztahu (3.2). Obdobně pro reaktanci kondenzátoru platí rovnice (3.3).  $\omega$  je úhlová rychlost proudu.  $L$  je indukčnost cívky a  $C$  je kapacita kondenzátoru.

$$X_L = \omega L \quad (3.2)$$

$$X_C = \frac{1}{\omega C} \quad (3.3)$$

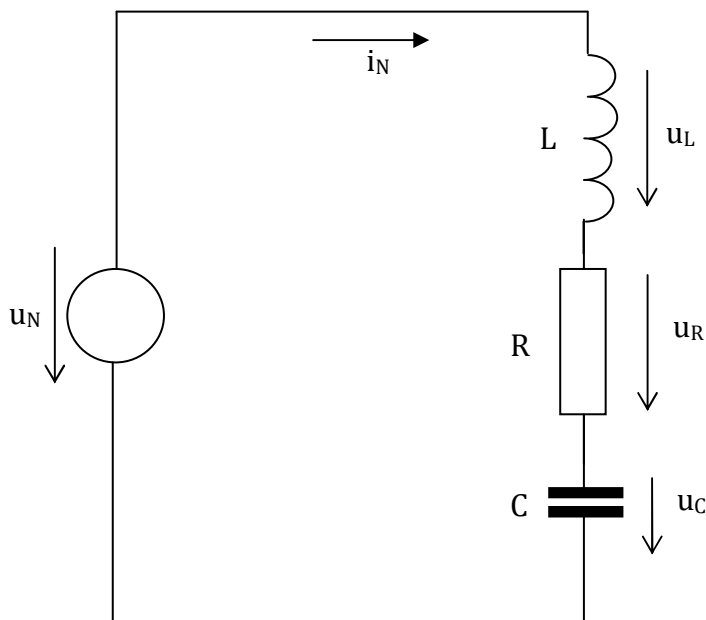
Celková impedance obvodu je dána součtem impedancí všech prvků. Impedanci lze spočítat podle rovnice (3.4). Hodnoty impedancí jsou udávány v komplexních tvarech, protože dochází k posunu fáze napětí a proudu.

$$Z_S = R + j\omega L - j \frac{1}{\omega C} \quad (3.4)$$



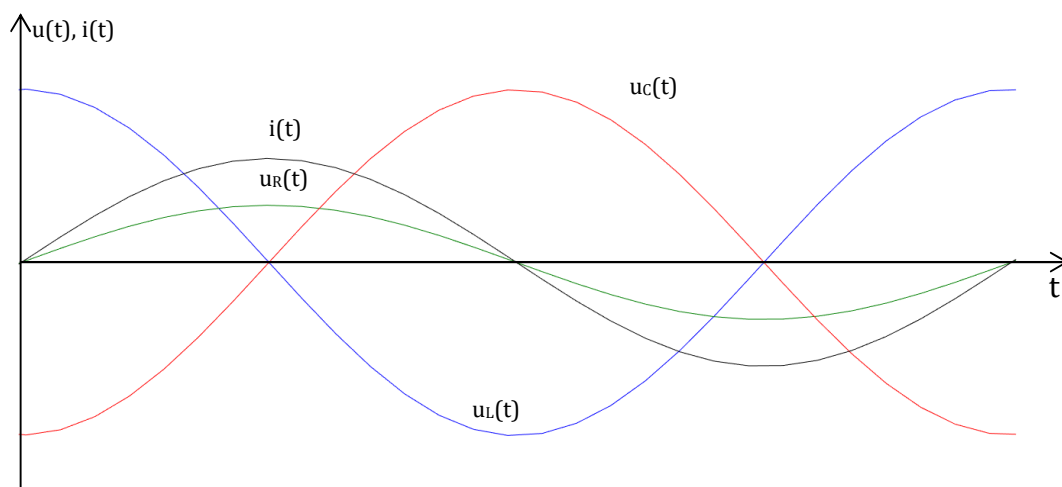
Impedance SRO v rezonanci je rovna pouze velikosti odporu.

$$Z_{S,rez} = R \quad (3.5)$$



**Obr. 3.1 Sériový rezonanční obvod**

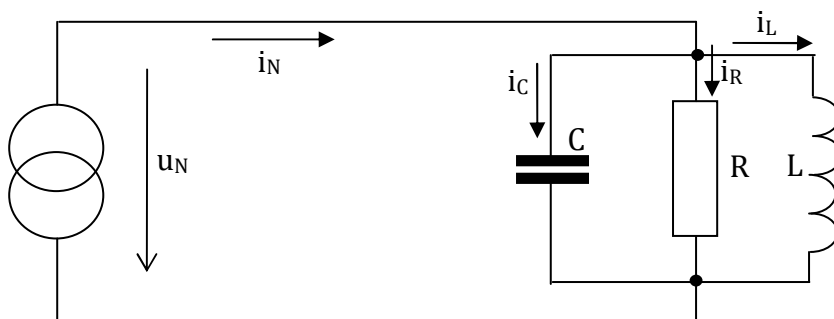
Na Obr. 3.2 je zobrazen průběh napětí a proudu v sériovém rezonančním obvodu při rezonanci. Průběh veličin je vykreslen simulací. Během rezonance je proud tekoucí obvodem ve fázi s napětím. Hodnoty prvků jsou voleny tak, aby jakost obvodu  $Q$  byla přibližně 3, proto jsou napětí  $u_L$  a  $u_C$  3 krát větší, než napětí  $u_R$ , resp.  $u_N$ . [6], [7]



**Obr. 3.2 Průběhy napětí a proudu v sériovém rezonančním obvodu**

### 3.2 Zdroj s paralelním rezonančním obvodem

Paralelní rezonanční obvod, označován PRO, se skládá z paralelní kombinace induktoru, kondenzátoru a rezistoru. Jeho zapojení je na Obr. 3.3. Rezistor opět nahrazuje ekvivalentní odpor cívky a vsázky. Stejně jako u SRO, tak i v případě PRO nastává při určité frekvenci rezonanční děj, kdy mají reaktance cívky a kondenzátoru stejnou absolutní velikost. PRO bývá napájen ze zdroje proudu, při rezonanci obvodem (přes  $L$  a  $C$ ) protéká  $Q$  krát vyšší proud, než který vtéká do svorek PRO.  $Q$  opět značí jakost a vypočte se podle rovnice (3.6). Při rezonanci se reaktance cívky a kondenzátoru vyruší a celková impedance obvodu má velikost odporu rezistoru. Do obvodu vtéká jen činný proud a velikost napětí na svorkách PRO je určená velikostí odporu.



Obr. 3.3 Paralelní rezonanční obvod

$$Q = \frac{R}{\omega L} \quad (3.6)$$

Reaktance cívky a kondenzátoru se vypočítá podle rovnice (3.2) a (3.3). Celková impedance paralelního obvodu je po úpravách dána rovnicí (3.7).

$$Z_P = \left( \frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L} + j\omega C \right)^{-1} \quad (3.7)$$

V rezonanci je celková impedance rovna velikosti odporu, viz rovnice (3.8).

$$Z_{P,rez} = R \quad (3.8)$$

Rezananční frekvenci lze vypočítat z rovnosti reaktancí cívky a kondenzátoru. U obou typů obvodu rezonance nastává, když jsou si reaktance cívky a kondenzátoru rovny (rovnice (3.9) a (3.10)).

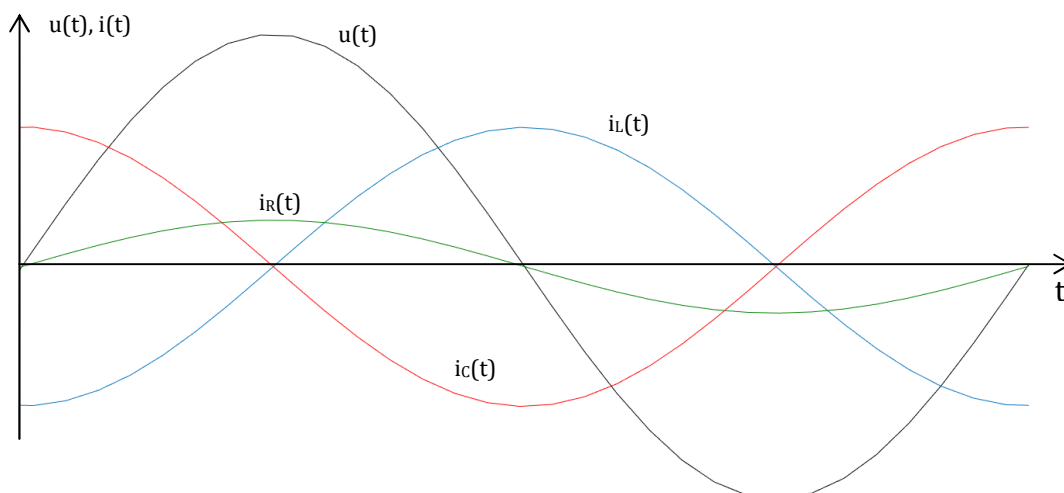
$$X_C = X_L \quad (3.9)$$

$$\frac{1}{\omega C} = \omega L \quad (3.10)$$

Postupnou úpravou dostaneme rovnice (3.11) a (3.12). Kde  $f$  je frekvence proudu,  $\omega$  je úhlová rychlost proudu.

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad (3.11)$$

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}} \quad (3.12)$$



**Obr. 3.4 Průběh proudů a napětí v paralelním rezonančním obvodu**

Průběh napětí a proudů v PRO při rezonanci je na Obr. 3.4. Proud  $i_R$  je ve fázi s napětím a 3 krát větší proudy  $i_L$  a  $i_C$  značí, že jakost obvodu je 3. [6], [8]

### 3.3 Zdroj s kvazirezonančním obvodem

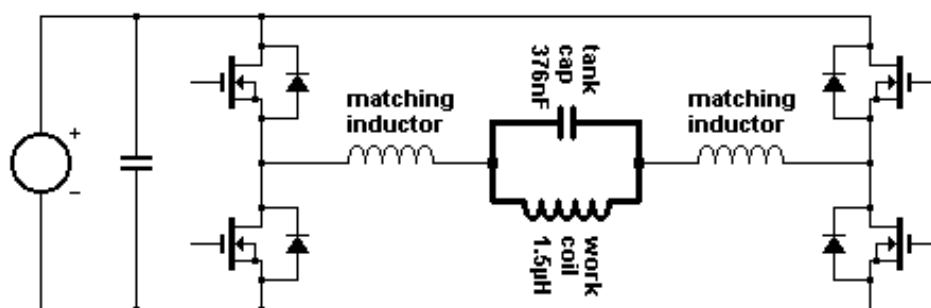
V mnoha zařízeních s nižším výkonem je používán paralelní rezonanční obvod napájený nikoli harmonickým proudem, ale pulzním napětím. Obvod nepracuje v rezonančním režimu, ale v kvazirezonančním, který přináší určité výhody. V tomto režimu provozu nedochází k žádnému výskytu Q-násobku napájecího proudu či napětí, protože by byl obvod využíván. Výhoda plyne především z úspory nevyužité energie, která obvodem protéká.

### 3.4 Typy používaných měničů

Indukční ohřev malého výkonu, např. dílenský ohřev nebo indukční sporák, bývá napájen zpravidla z usměrňovače napájeného ze sítě. Často se používá dvojcestný usměrňovač bez vyhlazovacího kondenzátoru. Jeho absence má za následek zlepšení tvaru odebíraného proudu. Pro fungování indukčního ohřevu není nutné mít na meziobvodu konstantní hodnotu napětí a proto se kondenzátor nepoužívá. Odebíraný proud potom nemá tvar proudových impulsů, ale má tvar sinu modulovaného pilovitým průběhem o vysoké frekvenci. Tento způsob napájení se hodí pro komerční účely, protože je levnější, jednodušší a nevzniká velký problém s EMC nebo zkreslením odebíraného proudu.

#### 3.4.1 Měnič typu H most

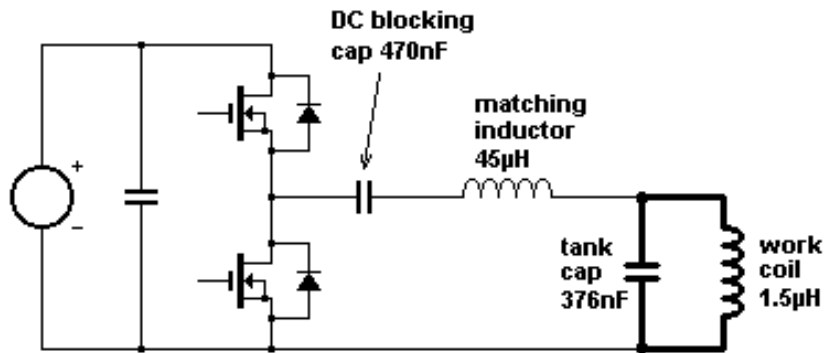
Pro napájení samotných rezonančních obvodů se v praxi používá několik typů obvodů, které využívají polovodičové spínací prvky. Prvním typem je obvod nazývaný „H-most“, neboli „plný most“, ten se skládá ze 4 tranzistorů (nebo 4 skupin paralelně řazených) a je totožný s čtyřkvadrantovým měničem. Hlavní výhoda spočívá ve velikosti napětí, které se vyskytuje na svorkách rezonančního obvodu, ať už paralelního či sériového. Rezonanční obvod je připojen mezi větve měniče a jsou spínány vždy 2 tranzistory v úhlopříčce. Napětí na rezonančním obvodu dosahuje hodnot  $\pm U_{DC}$ . [11], [9]



Obr. 3.5 Indukční ohřev s měničem typu plný most [9]

#### 3.4.2 Měnič typu poloviční most

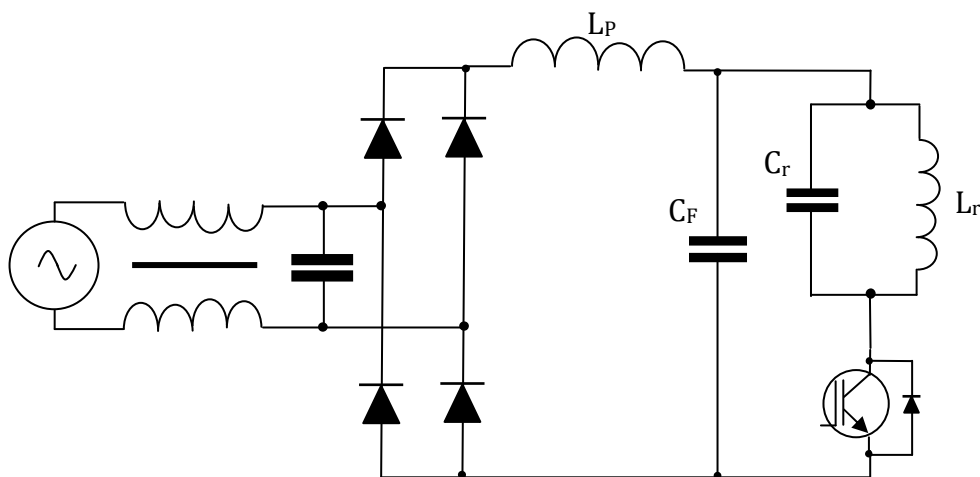
Dalším typem je tzv. „půlmost“. Tento měnič se skládá pouze z 2 tranzistorů zapojených nad sebou (popř. 2 skupin paralelně řazených tranzistorů). První konec rezonančního obvodu je zapojený mezi tranzistory a druhý konec na umělý střed, který je tvořený většinou kondenzátorovým děličem. Tento typ obvodu využívá oproti plnému mostu poloviční počet spínacích prvků. Na svorkách rezonančního obvodu je potom napětí  $\pm U_{DC}/2$ . [11], [9]



Obr. 3.6 Indukční ohřev s měničem typu poloviční most [9]

### 3.4.3 Měnič s jedním tranzistorem

Posledním typem napájecího obvodu je měnič s jedním tranzistorem (popř. 1 skupinou paralelně řazených). Mezi svorky napájecího obvodu je připojen paralelní rezonanční obvod v sérii s tranzistorem přemostěným antiparalelní diodou. Měnič připomíná tzv. dolní spínač. Mezi hlavní výhody toho zapojení patří malý počet spínacích prvků a jednoduchost zařízení. Tento typ obvodu je velmi často využíván v kuchyňských indukčních sporácích. Výkon zařízení s tímto typem obvodu napájeným ze sítě je omezen na cca 2000 W, což je pro většinu aplikací dostačující. V zahraniční literatuře a dalších článcích je tento obvod zkráceně označován SEPR (Single Ended Parallel Resonance). [3],[4]



Obr. 3.7 Indukční ohřev s měničem s jedním tranzistorem

## 4 NÁVRH KONCEPCE ZDROJE PRO INDUKČNÍ OHŘEV

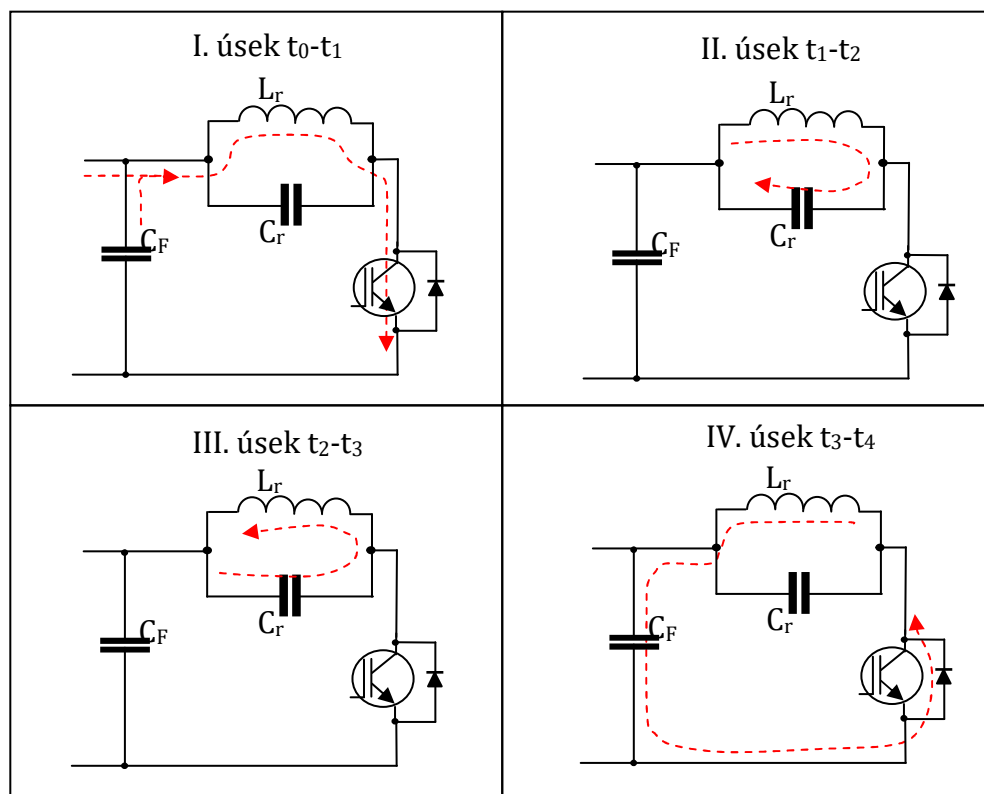
Při návrhu zdroje pro indukční ohřev bude použita návrhová rezerva, předpokládaný výkon proto je 1500 W (namísto 1200 W). Pro co největší univerzálnost bude použita cívka na feromagnetickém jádře. V návrhu cívky bude vybráno nejvhodnější jádro z řady PQ nebo EI. Indukční ohřev bude realizován jako kvazirezonanční obvod spínaný jedním tranzistorem. Důvodem volby je především úspora prvků v obvodu. Výkon zařízení bude možné regulovat v 5 úrovních (tj. 20, 40, 60, 80 a 100% max. výkonu). Řízení indukčního ohřevu bude plně digitální s využitím procesoru. Nastavená úroveň výkonu bude signalizována led diodami. Zařízení bude ovládáno 2 tlačítky, první z nich bude sloužit k nastavení výkonu, druhé bude ovládat samotný ohřev. Probíhající ohřev bude signalizován led diodou, stejně jako přítomnost napájecího napětí v obvodu. Protože bude navrhovaný zdroj s malým výkonem určený pro ohřev malých předmětů, bude jeho rezonanční frekvence volena v rozmezí 50 – 100 KHz.

### 4.1 Rozbor kvazirezonančního obvodu

Kvazirezonanční obvod v aplikaci indukčního ohřevu bývá nejčastěji tvořen EMI filtrem, usměrňovačem, předřadnou tlumivkou s kondenzátorem tvořící vstupní filtr, samotným rezonančním obvodem a tranzistorem, viz Obr. 3.7.

Svorky EMI filtru jsou připojeny k síťovému napětí s frekvencí 50 Hz. Za usměrňovačem má napětí průběh usměrněných půlvln s frekvencí 100 Hz. Tlumivka značená v Obr. 3.7  $L_P$  a kondenzátor značený  $C_F$  tvoří dohromady vstupní LC filtr, který pomáhá zlepšit tvar odebíraného fázového proudu. Hodnota kondenzátoru  $C_F$  je vždy malá, aby kondenzátor neplnil funkci sběracího kondenzátoru a nezhoršoval se tvar odebíraného proudu. Cívka  $L_P$  slouží jako proudový zdroj, aby byly omezeny proudové špičky. Hodnota indukčnosti cívky  $L_P$  je volena jako několikanásobek indukčnosti rezonanční cívky, označené v Obr. 3.7  $L_r$ .

Rezonanční frekvence obvodu bývá volena v rozmezí několika desítek KHz. Díky tomu, že je pracovní frekvence mnohonásobně vyšší, než frekvence napájecího napětí (např. 70 KHz vs. 100 Hz), můžeme si jednu periodu rezonančního děje (při 70 KHz se doba periody  $T=14,3\mu s$ ) představit jako časový úsek s konstantním napájecím napětím. Pomocí této zjednodušující představy lze provést rozbor průběhů důležitých veličin v obvodu. Celou periodu kvazirezonančního děje lze rozdělit do celkem 4 úseků, viz Obr. 4.1 podle [3].



**Obr. 4.1 Proudové smyčky obvodem během jedné periody**

V I. úseku  $t_0-t_1$  dochází k lineárnímu nárůstu proudu. Tranzistor byl sepnut v čase  $t_0$ , konstantní hodnota napětí na levé svorce rezonančního obvodu (polehčující předpoklad) způsobí lineární nárůst proudu. V době  $t_1$  dojde k vypnutí tranzistoru. V této chvíli dosahuje proud špičkových hodnot, v podobných zařízeních se vyskytuje až 60 A. Proud tekoucí indukčností zachovává svůj směr a ještě krátký okamžik narůstá. Protože nemůže dále protékat tranzistorem, teče do kondenzátoru  $C_r$  připojeného paralelně, viz II. úsek čas  $t_1-t_2$ . Proud zachovává svůj směr, klesá ze své špičkové hodnoty až k nule. Kondenzátor napájený proudem se nabíjí a roste na něm napětí. Při nulové hodnotě proudu je napětí na kondenzátoru maximální. V této chvíli došlo k přelití veškeré energie uložené v cívce do kondenzátoru. Musí platit rovnost energií. Energie cívky se spočítá podle rovnice (4.1) a energie kondenzátoru podle rovnice (4.2).

$$E_L = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I^2 \quad (4.1)$$

$$E_C = \frac{1}{2} \cdot C \cdot U^2 \quad (4.2)$$

Odvozením napětí z rovnice (4.2) získáme rovnici (4.3), díky které lze spočítat napětí vyskytující se na svorkách rezonančního obvodu při rezonanci.

Prakticky toto napětí dosahuje vysokých hodnot např. až 1,2 kV a na toto napětí musí být dimenzován obvod.

$$U = \sqrt{\frac{2 \cdot E_C}{C}} = \sqrt{\frac{L \cdot I^2}{C}} \quad (4.3)$$

Na začátku III. úseku v čase  $t_2$  je hodnota proudu nulová a velikost napětí maximální. V tomto okamžiku se začíná kondenzátor vybíjet. Proud teče opačným směrem než v předchozím úseku, teče z kondenzátoru zpět do cívky. Napětí na svorkách rezonančního obvodu klesá (kondenzátor se vybíjí). Jakmile dosáhne napětí nulové hodnoty, což je stav, kdy kondenzátor předal veškerou svou energii do cívky, dosahuje proud maximální záporné hodnoty. Protože proud protéká indukčností, snaží se zachovat si svůj směr a velikost.

Ve IV. úseku proud teče z rezonanční cívky do kondenzátoru  $C_F$ , přesně obráceně, jako v I. úseku. Cesta proudu se uzavírá přes kondenzátor  $C_F$  a diodu tranzistoru, která se otevřela. V čase  $t_4$  se znovu otevírá tranzistor a proud začne protékat znovu směrem z kondenzátoru  $C_F$  přes cívku a tranzistor (stejně jako v I. úseku). Tímto se celý děj opakuje.

Jak bylo uvedeno výše, kondenzátor  $C_F$  zapojený za předřadnou tlumivkou bude díky své malé kapacitě kopírovat napájecí napětí (při odběru proudu). Na jeho svorkách se bude vyskytovat napětí ve tvaru sinusových půlvln s frekvencí 100 Hz. Obdobně se bude měnit i hodnota energie v něm uložené. Při sepnutí tranzistoru, které trvá cca 30-40% doby periody, poteče proud do rezonanční cívky z kondenzátoru  $C_F$  a současně ze sítě. Protože předřadná tlumivka nedovolí prudkému nárůstu proudu tekoucího ze sítě, poteče většina proudu z kondenzátoru  $C_F$ . Rozdíl mezi proudem tekoucím rezonanční cívku a proudem ze sítě je roven právě proudu z kondenzátoru. V době vypnutí tranzistoru nemůže proud tekoucí předřadnou tlumivkou prudce klesnout, a proto poteče do kondenzátoru  $C_F$  a začne jej opět nabíjet. Za dobu vypnutí tranzistoru tak do kondenzátoru přiteče tolik energie, kolik z něj vyteče při sepnutém tranzistoru. Tvar odebíraného fázového proudu bude mít tvar sinu s frekvencí 50 Hz, na kterém bude nasuperponováno zvlnění způsobené spínáním tranzistoru o vysoké frekvenci. Zvlnění bude zanedbatelné a proud bude mít tvar „střapaté“ sinusovky.

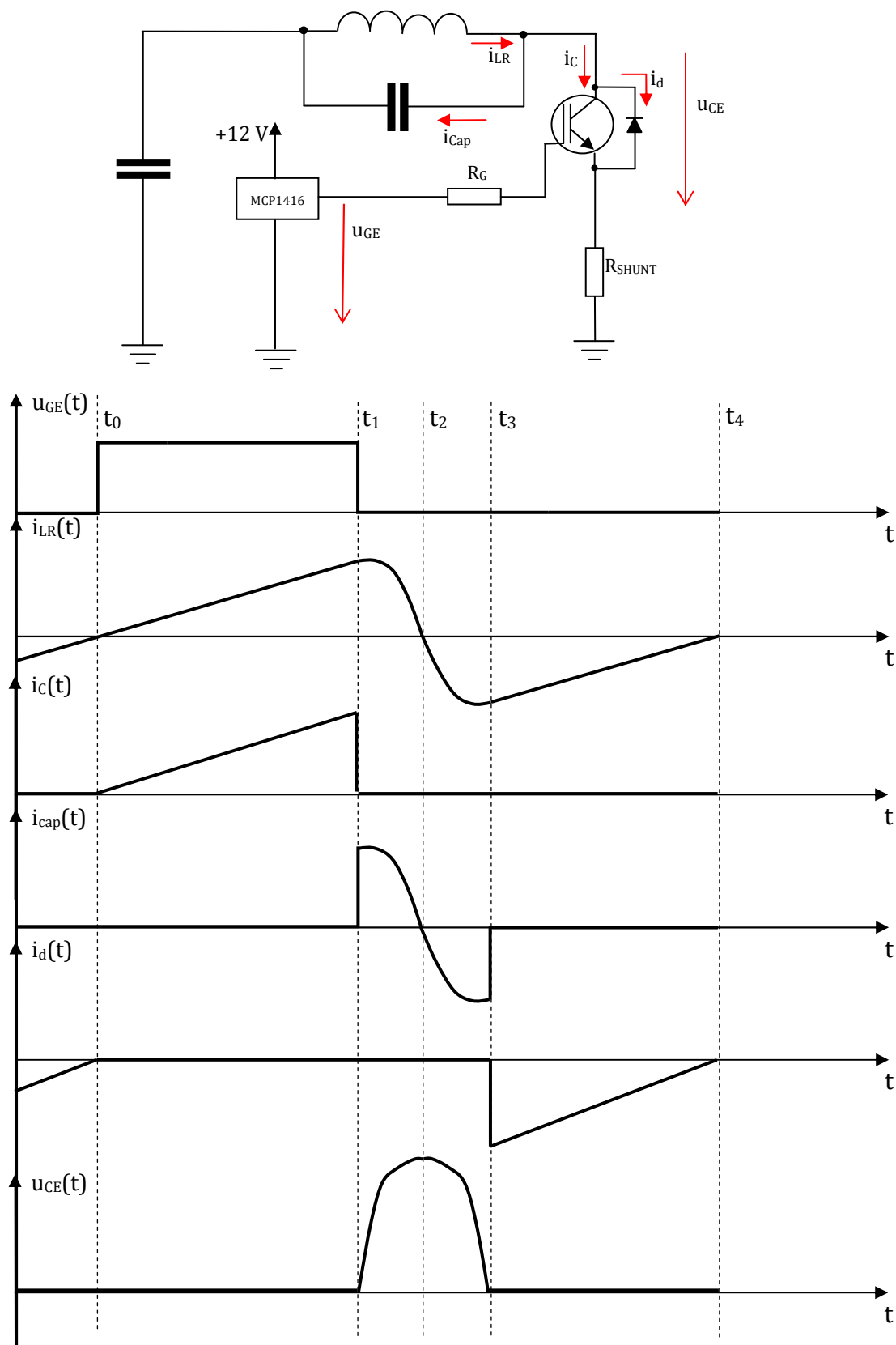
Průběh proudu protékajícího rezonanční cívku bude mít tvar podobný sinu s vysokou frekvencí, jehož amplituda se bude měnit tvarem sinusových půlvln s frekvencí 100 Hz. Příklad průběhu proudu je na Obr. 4.3. Pro zřetelnost má vysokofrekvenční sinusovka mnohonásobně menší frekvenci než ve skutečnosti. Zobrazeno je 1,5 periody síťové frekvence. [3]



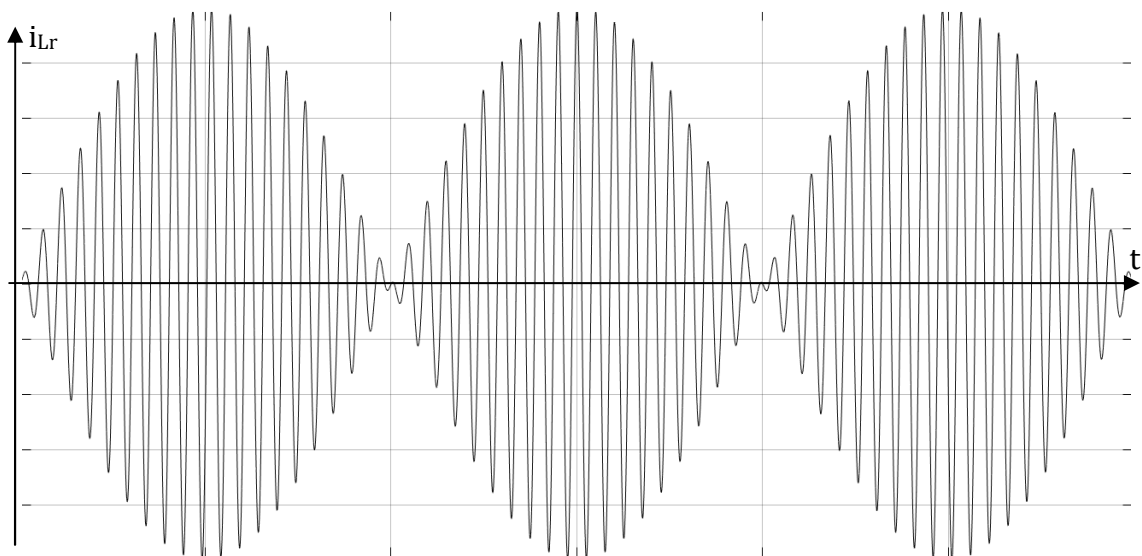
**Tab. 4.1 Popis časových úseků jedné periody kvazirezonančním obvodem**

Časový úsek	Stav polovodičových prvků	popis
$t_0-t_1$	IGBT - zap dioda - vyp	Tranzistor byl zapnut a proud začíná téct kolektorem tranzistoru. Protéká cívku (RL) a pomalu narůstá. Děj lze popsat rovnici $U_{DC} = R \cdot i + L_r \cdot \frac{di}{dt}$
$t_1-t_2$	IGBT - vyp dioda - vyp	Tranzistor byl vypnut a proud narůstá do vrcholové hodnoty. V tomto okamžiku začíná energie uložená v cívce přetékat do kondenzátoru, proud teče smyčkou cívka – kondenzátor, dochází k vlastní rezonanci. Děj lze popsat rovnici $0 = R \cdot i + L_r \cdot \frac{di}{dt} + \frac{1}{C_r} \int i \, dt$
$t_2-t_3$	IGBT - vyp dioda - vyp	Proud tekoucí cívku dosáhne nulové hodnoty. V tu chvíli se začne nabitý kondenzátor vybíjet skrz cívku a proud opět teče cívku, ale v opačném směru, než v předchozím kroku. Celý děj lze popsat rovnici $\frac{1}{C_r} \int i \, dt = R \cdot i + L_r \cdot \frac{di}{dt}$
$t_3-t_4$	IGBT - vyp dioda - zap	Jakmile dosáhne napětí na cívce větší hodnoty než $U_{DC}$ (s opačnou polaritou), proud začne protékat diodou tranzistoru. Skrz cívku teče proud opačným směrem jako v prvním a druhém úseku, dokud opět nedosáhne nulové hodnoty. Po tomto ději opět nastává časový úsek $t_0-t_1$ a celý děj se opakuje. Tranzistor je znova zapnut za podmínky ZVS. Děj je popsán rovnici $L_r \cdot \frac{di}{dt} - U_{DC} = R \cdot i$

Obr. 4.2 zobrazuje průběhy důležitých proudů a napětí během jedné periody. Popis v Tab. 4.1 koresponduje s Obr. 4.2, převzato z [3]. Průběh napětí označený jako  $u_{GE}$  označuje spínací napětí tranzistoru gate-emitor. Proud značený  $i_c$  je proud protékající kolektorem tranzistoru. Proud tekoucí přes rezonanční cívku je označen jako  $i_{LR}$ . Napětí  $u_{CE}$  je napětí na kolektoru, resp. napětí na pravé svorce rezonančního obvodu.  $i_{cap}$  označuje proud protékající rezonančním kondenzátorem. Dioda tranzistoru je protékána proudem  $i_d$ . Viz schéma v Obr. 4.2.



Obr. 4.2 Průběhy důležitých veličin v kvazirezonančním obvodu



**Obr. 4.3 Typický průběh proudu rezonanční cívky**

Obr. 4.2 i Obr. 4.3 zobrazují situace, kdy kmitání není nijak tlumeno. Proudů jsou souměrné podle nuly, mají nulové střední hodnoty, a to značí, že v obvodu nevznikají ztráty, tudíž nedochází k indukčnímu ohřevu.

Podle teoretických předpokladů by mělo docházet k zapínání tranzistoru při nulovém napětí na jeho kolektoru – ZVS (Zero Voltage Switching). Podmínky spínání v nule napětí ale lze dosáhnout pouze při netlumeném kmitání, tj. při nezátížené rezonanční cívce.

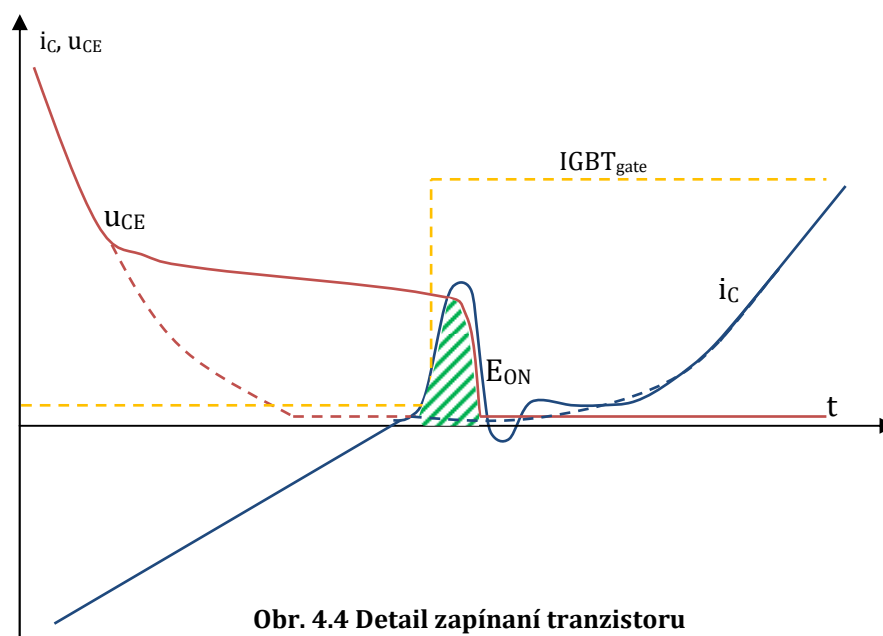
Na Obr. 4.4 je zobrazen průběh napětí a proudu při zapínání tranzistoru. Signál k zapnutí tranzistoru naznačuje náběžná hrana žluté přerušované křivky označené  $IGBT_{gate}$ . Červený průběh napětí kolektor-emitor vykreslený plno čarou zobrazuje průběh napětí při zatížené cívce. Přerušovaná křivka označuje ideální průběh klesání k nule, kdy může dojít ke spínání za podmínky ZVS. V reálném provozu ale k takové podmínce při zatížení nedojde. Modrý průběh označuje proud kolektorem tranzistoru. Ten při sepnutí způsobí proudový impuls (nabíjení rezonančního kondenzátoru) a po krátkém zákmitu proud začne lineárně narůstat přes rezonanční cívku. Přerušovaně kreslený průběh demonstruje ideální spínání, kdy proud neprotéká rezonančním kondenzátorem. Tato situace však není dosažitelná. V opačném případě by byly minimalizovány zapínací ztráty tranzistoru téměř na nulovou hodnotu. Zeleně šrafovaná plocha označena  $E_{ON}$  označuje dobu výskytu zapínacích ztrát tranzistoru, které jsou dány součinem napětí a proudu.

Detail vypínání tranzistoru je na Obr. 4.5. Díky pomalému nárůstu kolektorového napětí na začátku rezonance je součin proudu a napětí malý, jsou tudíž malé i vypínací ztráty. Veličiny jsou označeny stejnými barvami jako v předchozím obrázku. Zelená šrafa zobrazuje dobu výskytu vypínacích ztrát.

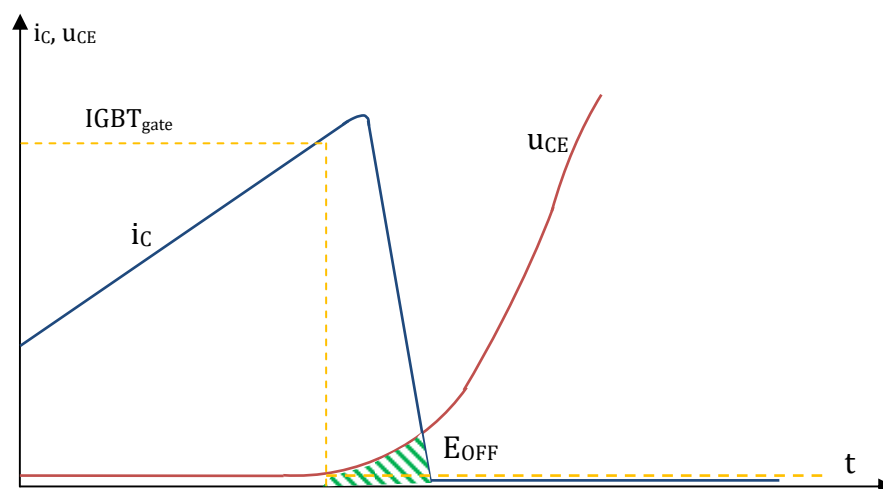
V porovnání s přepínacími ztrátami s odporovou zátěží dosahuje kvazirezonanční obvod efektivnějšího provozu.

Kromě přepínacích ztrát budou vznikat také ztráty vedením. Ztráty vedením budou znatelně vyšší u tranzistoru, než u diody.

Ztráty vznikající na diodě jsou způsobeny především úbytkem napětí při vedení proudu a dopředným zotavovacím napětím. Dioda nemá žádné ztráty zpětným zotavováním, protože vypíná za podmínky ZVS, v tu dobu je IGBT tranzistor již sepnutý. Vypínání diody současně probíhá při malé strmosti proudu a to pomáhá velmi malému zpětnému obnovovacímu proudu. V krátký okamžik sepnutí tranzistoru je proud tekoucí do kolektoru tvořen proudem IGBT a zpětným proudem diody. Obrázky jsou inspirovány podle [4]. [4], [11]



Obr. 4.4 Detail zapínání tranzistoru



Obr. 4.5 Detail vypínání tranzistoru

## 5 NÁVRH FOKUSAČNÍ CÍVKY

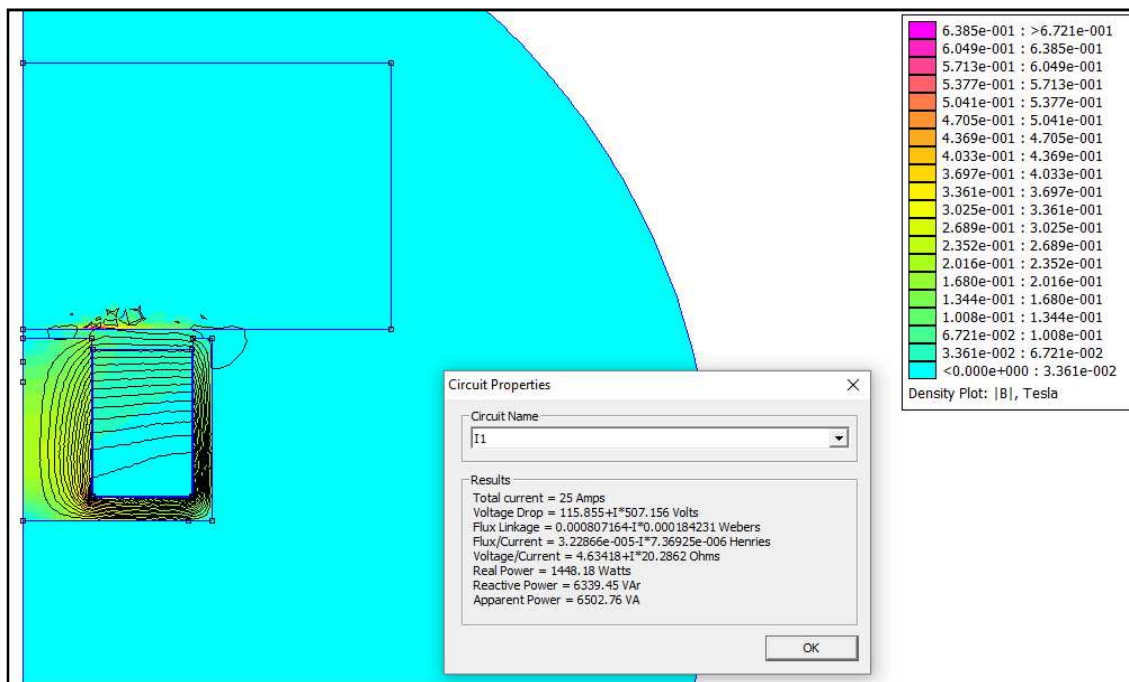
Pro návrh je nutno vybrat nejvhodnější typ a velikost jádra. Všechny typy jader jsou vyrobeny z materiálu CF297. Do výběru byly zvoleny jádra typu EI 4328, EI 5811, PQ 3230, PQ 3535 a PQ 4040 nabízené v sortimentu firmy SEMIC Trade s.r.o. Kritéria výběru jsou možný přenesený výkon při maximální hodnotě magnetické indukce a velikost ztrát vznikajících v jádře a ve vinutí. Z hlediska návrhu je žádoucí použít co nejmenší jádro. Při použití menšího jádra bude větší koncentrace výkonu a tím bude účinnější ohřev pro malé součásti.

### 5.1 Simulace

Pro zjištění velikosti magnetické indukce a velikosti přeneseného výkonu byl použit program FEMM 4.2. V programu byly provedeny statické simulace všech zmíněných jader. Výstupem simulace každého jádra je zjištěný počet ampérzávitů, při kterém dochází k přenosu činného výkonu do ocelové vsázky alespoň 1500 W, a ověření, zda nedochází k přesycování jádra. U menších jader byla nejvyšší hodnota magnetické indukce vždy těsně pod hranicí 410 mT uvedené výrobcem. U větších jader byla hodnota magnetické indukce menší, takže by jádra zvládla přenést i větší výkon. Nejvyšší magnetická indukce byla zjištěna v nejužších místech a v okolí ostrých hran a úhlů. Simulace probíhaly při frekvenci 100 kHz. Planární jádra typu EI byly kresleny v simulaci typu planar. Jádra PQ byly kresleny v simulaci typu axisymetric. U těchto jader byl proveden přepočítání velikosti vnějších stěn a dna, aby měly plochy osově souměrných modelů ekvivalentní velikost. Ve skutečnosti jsou stěny a dno pouze u malé výseče jádra, v simulaci jsou nahrazeny stěnou a dnem po celém obvodu. Výpočet byl proveden tak, aby se rovnaly velikosti průřezu tokovodných částí a aby zůstal zachován prostor pro vinutí. U každého jádra byla ve vzdálenosti 1 mm vsázka z oceli typu 1006, jejíž velikost mnohonásobně převyšovala velikost jádra. Mezera měla nahrazovat reálnou vazbu mezi vsázkou a cívkou ovlivněnou nerovnostmi a izolační vrstvou. Vinutí bylo rozprostřené do celého okna. Vrstva vnitřní izolace byla nahrazena 0,15 mm vzduchovou mezerou. Výsledky simulací jsou uvedeny v Tab. 5.1, kde jsou porovnávány magnetické indukce při požadovaném výkonu a poměr velikostí činného a jalového výkonu. Ukázka simulace jádra PQ4040 je na Obr. 5.1 a jádra typu EI4328 na Obr. 5.2.

**Tab. 5.1 Výsledné hodnoty zjištěné simulací ve FEMMu**

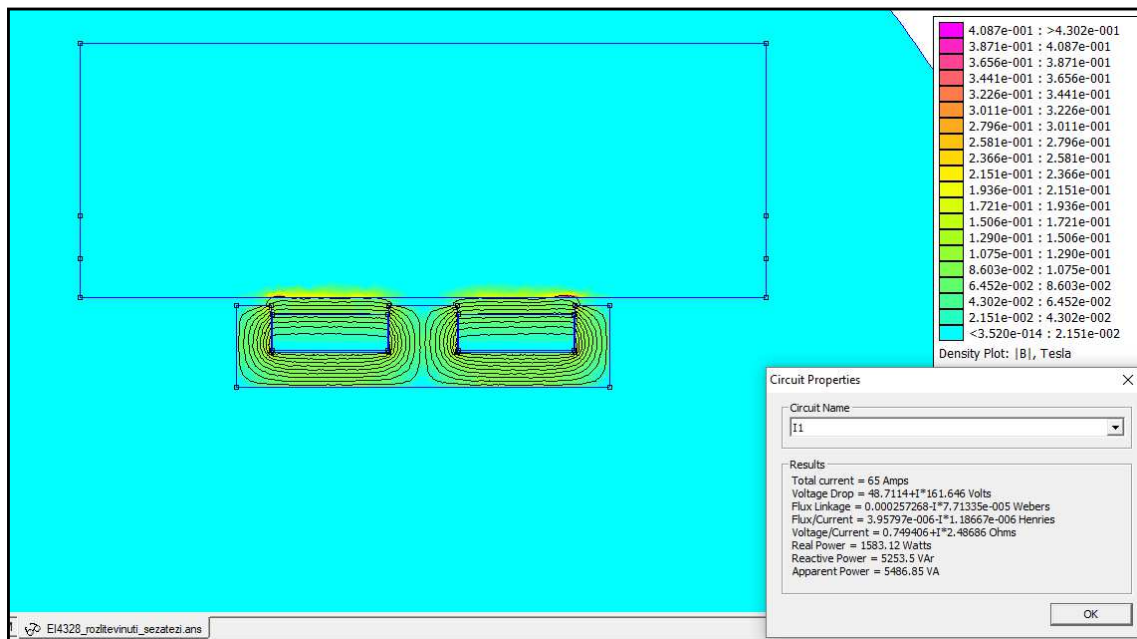
typ jádra	NI [A·z]	$P_{\Sigma}$ [W]	$P_j$ [VAr]	$B_{\max}$ [mT]	poměr $P_{\Sigma}/P_j$ [-]
EI4328	975	1580	5250	200	0,301
EI5811	1125	1595	6980	130	0,229
PQ3230	450	986	4270	410	0,231
PQ3535	520	1470	5760	410	0,255
PQ4040	540	1501	6570	380	0,228



**Obr. 5.1 Simulace jádra PQ4040 v programu FEMM**

Z Tab. 5.1 lze vyčíst, že jádro PQ3230 není schopné přenést požadovaný výkon, aniž by se přesytilo. Jádro PQ3535 těsně vyhovuje určenému limitu. Obě EI jádra a jádro PQ4040 bezpečně vyhovují. Nejlepší poměr činného a jalového výkonu má jádro EI4328, nejmenší poměr nastává u největších jader EI5811 a PQ4040.

Dalším důležitým kritériem jsou vznikající ztráty, které se projeví zahříváním jádra a vinutí. Požadovány jsou co nejmenší ztráty, aby nedocházelo k přehřívání cívky a nemusel tak být omezován výkon, případně zatěžovatel zdroje.



Obr. 5.2 Simulace jádra EI4328 v programu FEMM

## 5.2 Ztráty v jádře

Další ztráty, které značně ovlivňují teplotu fokusační cívky, jsou ztráty v jádře způsobené magnetickou indukcí. Všechna zkoumaná jádra jsou vyrobena z materiálu CF297 a z dokumentace vydané výrobcem nás nejvíce zajímá závislost ztrát na magnetické indukci. U každého jádra je magnetická indukce i objem jiný, proto je v tabulce Tab. 5.2 zobrazen přehled ztrát pro všechna jádra.

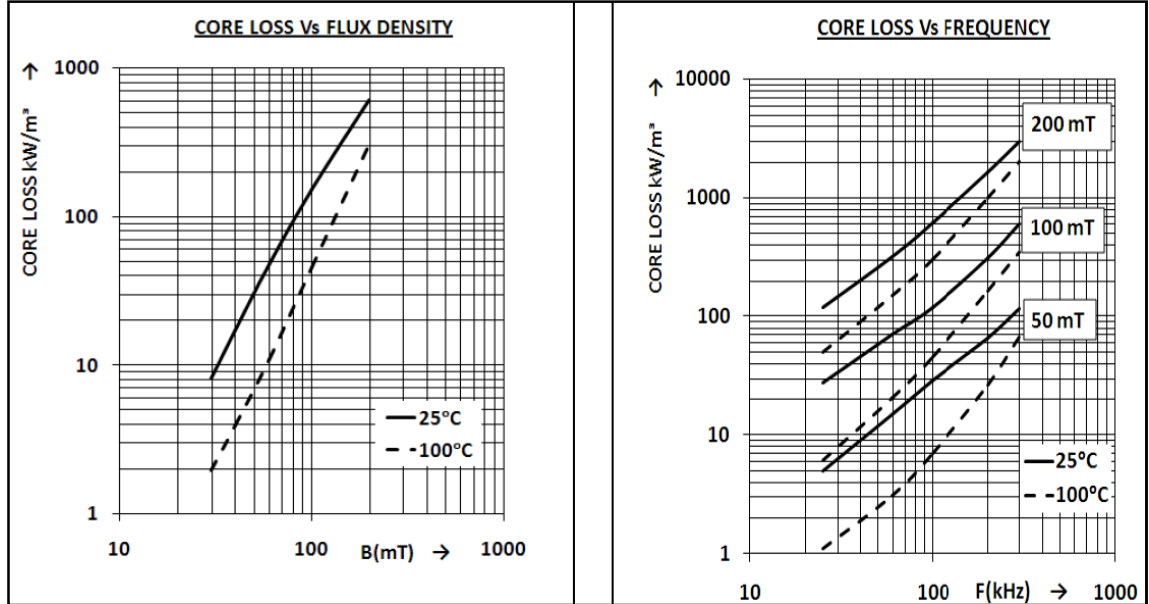
Hodnoty magnetické indukce zjištěné v simulaci označují amplitudy. V simulaci jsou jádra buzeny harmonickým průběhem proudu. Pro výpočet ztrát v jádře je potřeba znát efektivní hodnotu magnetické indukce. Ta je pomocí rovnice (5.1) vypočítaná z amplitudy.

$$B_{ef} = \frac{B_{max}}{\sqrt{2}} \quad (5.1)$$

Tab. 5.2 Hodnoty vypočtených ztrát v jádře

jádro	$B_{max}$ [mT]	$B_{ef}$ [mT]	$\Delta p_{mag}$ [kW/m <sup>3</sup> ]	$V_{CF297}$ [cm <sup>3</sup> ]	$\Delta P_{mag}$ [W]
EI4328	200	141,4	150	7,50	1,13
EI5811	130	91,9	40	12,50	0,50
PQ3230	410	289,9	800	5,94	4,75
PQ3535	410	289,9	800	7,81	6,25
PQ4040	380	268,7	650	10,10	6,57

V Tab. 5.2 jsou hodnoty zjištěných ztrát pro každé jádro. Pro svůj velký objem dosahuje nejvyšších ztrát jádro PQ4040. Naopak jádra EI mají ztráty díky malé magnetické indukci zanedbatelné. Obr. 5.3 ukazuje graf pro určení velikosti ztrát způsobených magnetickou indukcí. Graf je převzat z dokumentace výrobce jader. Do míst neoznačených výrobcem byla provedena lineární aproximace.



Obr. 5.3 Závislosti ztrát v jádře pro materiál CF297 [13]

### 5.3 Ztráty ve vinutí

Ztráty ve vinutí lze spočítat podle rovnice (5.2), kde  $\rho$  je rezistivita vodiče,  $l$  je délka vinutí,  $S$  obsah průřezu vodiče,  $i$  elektrický proud,  $\alpha$  teplotní koeficient odporu a  $\Delta t$  je oteplení vinutí. Vinutí cívky bude realizováno vysokofrekvenčním lankem Rupalit Classic za účelem eliminace ztrát způsobených skin efektem při vysoké frekvenci. Z rozšíření rovnice (5.2) na rovnici (5.3) je vidět, že ohmické ztráty ve vinutí nejsou závislé na počtu závitů.

Celková teplota cívky nesmí přesáhnout hranici 130 °C, což je maximální možná teplota vinutí, aby nedošlo k poškození izolace. Curieova teplota jádra je závislá na magnetické indukci a také na její frekvenci, její střední hodnota je však přibližně 200 °C, což znamená, že jediné teplotní omezení je dáno izolací vinutí.

$$\Delta P = \rho \cdot \frac{l}{S} \cdot i^2 \cdot (1 + \alpha \cdot \Delta t) \quad (5.2)$$

$$\Delta P = \rho \cdot \frac{l \cdot N}{\frac{S}{N}} \cdot \left(\frac{i}{N}\right)^2 \cdot (1 + \alpha \cdot \Delta t) = \rho \cdot \frac{l \cdot N^2}{S} \cdot \frac{i^2}{N^2} \cdot (1 + \alpha \cdot \Delta t) \quad (5.3)$$



**Tab. 5.3 Hodnoty pro výpočet ztrát ve vinutí**

jádro	$S_{ov}$ [mm <sup>2</sup> ]	$l_{závitu}$ [m]	$i$ [A]	$k_{\Delta PCu}$ [m·mm <sup>-2</sup> ·A <sup>2</sup> ]
EI4328	58,52	0,1252	975	2905,4
EI5811	115,23	0,1762	1125	2764,8
PQ3230	66,50	0,0644	450	280,2
PQ3535	101,20	0,0729	520	278,2
PQ4040	151,94	0,0815	540	223,5

Pro omezení ztrát je ideální co nejmenší délka vodiče a jeho co největší průřez. Každé jádro má jiné okno pro vinutí, bude se tedy měnit celkový průřez mědi, který lze do okna umístit a také délka jednoho závitů. V Tab. 5.3 je vypočten koeficient pro výpočet ztrát ve vinutí pro každé jádro. Pro výpočet byl použit činitel plnění mědi 70 %. Celkové ztráty ve vinutí jsou pak dány rovnicí (5.4).

$$\Delta P = k_{\Delta PCu} \cdot \rho \cdot (1 + \alpha \cdot \Delta t) \quad (5.4)$$

Z rovnice (5.4) plyne, že koeficientem  $k_{\Delta PCu}$  lze určit poměr ztrát ve vinutí mezi jednotlivými jádry. Nejmenších ztrát ve vinutí by mělo být dosaženo v jádře PQ4040, o něco větších hodnot dosahují zbylé jádra PQ. U jader EI jsou vlivem jejich malého okna pro vinutí a velké délky závitů ztráty zhruba 10 krát větší než u jader PQ. Za velikosti ztrát stojí také velikost proudu, která je pro požadovaný přenos výkonu potřebná.

Výše uvedený výpočet pro ztráty nezahrnuje vliv skin efektu a jevu blízkosti. Podle zkušeností zvolíme pro tuto aplikaci empirickou hodnotu součinu  $k_{sk} \cdot k_{px} = 1,5$ , kde  $k_{sk}$  je vliv skin efektu a  $k_{px}$  je vliv jevu blízkosti. Výsledný odpor způsobující ztráty ve vinutí bude počítán podle rovnice (5.5).

$$\Delta P' = 1,5 \cdot \rho \cdot \frac{l}{S} \cdot i^2 \cdot (1 + \alpha \cdot \Delta t) \quad (5.5)$$

Z výsledků získaných z kapitoly 5.1, 5.2 a 5.3 je pro výrobu rezonanční cívky zvoleno jádro PQ4040. V porovnání se zbylými jádry PQ vychází jádro PQ4040 nejvýhodněji a díky jeho velikosti bude cívka nejsnáze vyrobitelná. Jádra EI byly kvůli velikosti ztrát ve vinutí vyloučeny.

Vysokofrekvenční lanka Rupalit Classic se podle počtu vláken nabízí v řadě 10, 12, 15, 20, 25, 30, 35, 45, 60, 75, 90, 105, 120, 135, 140, 175, 210, 175, 210, 245, 280, 350, 420, 525, 630, 735, 840, 945, 1050, 1260 a 1400.

Pro výrobu bylo vybráno dostupné lanko se 120 vláken. Pro návin bude vedeno ve 2 paralelních pramenech, čímž vznikne lanko s 240 vlákny o průměru vlákna 0,1 mm.

Výška okna pro vinutí je 13,75 mm. Šířka okna 11,05 mm. Podle rovnice (5.6) je vypočten obsah okna pro vinutí.

$$S_{OV} = s_o \cdot v_o = 13,75 \cdot 11,05 = 151,94 \text{ mm}^2 \quad (5.6)$$

Střední hodnota obvodu 1 závitů je 81,52 mm. Pro přesné určení ztrát ve vinutí je potřeba znát průřez mědi lanka a jeho samotný průměr. Průřez mědi se vypočítá podle počtu vláken a jeho průřezu rovnicí (5.8). Průřezu jednoho vlákna je dán rovnicí (5.7). Jako ideální indukčnost cívky byla zvolena hodnota 30  $\mu\text{H}$ . Podle simulace z programu Femm je pro tuto hodnotu potřeba navinout na jádro 22 závitů. Pro vybuzení cívky s přenosem výkonu 1500 W bude potřeba proud 25 A.

$$S_{\text{Cuvlákna}} = \left( \frac{\phi_{\text{vlákna}}}{2} \right)^2 \cdot \pi = \left( \frac{0,1}{2} \right)^2 \cdot \pi = 7,854 \cdot 10^{-3} \text{ mm}^2 \quad (5.7)$$

$$S_{\text{Culanka}} = N_v \cdot S_{\text{Cuvlákna}} = 240 \cdot 7,854 \cdot 10^{-3} = 1,885 \text{ mm}^2 \quad (5.8)$$

Aby bylo možné do jádra navinout 22 závitů, je nutné, aby průřez vysokofrekvenčního lanka byl menší než 1/22 obsahu okna pro vinutí. Do výpočtu bude navíc zaveden koeficient plnění mědi 70 %. Porovnání je provedeno rovnicí (5.9).

$$S_{\text{lanka}} \leq \left( \frac{S_{\text{okna}} \cdot k_{\text{pCu}}}{N_z} = \frac{151,94 \cdot 0,7}{22} = 4,834 \text{ mm}^2 \right) \quad (5.9)$$

Z katalogu výrobce vysokofrekvenčních lanek bylo výsledováno, že poměr mezi průřezem celého lanka a mezi průřezem využitelné mědi je vždy

$$\frac{S_{\text{lanka}}}{S_{\text{Culanka}}} \approx 2,2.$$

Průřez vyhotoveného lanka by měl podle stejného poměru být  $S_{\text{lanka}} = 4,147 \text{ mm}^2$ . Pro jádro PQ4040 musí být tedy poměr okna pro vinutí a průřezu mědi minimálně 2,2. Přesný poměr průřezu mědi a okna pro vinutí je

$$\frac{151,94}{1,885 \cdot 22} = 3,664.$$

To znamená, že dané vinutí se do prostoru vejde s rezervou. Celková délka lanka použitého pro návin bude přibližně 1900 mm. Délka je daná součinem počtu závitů a střední délkou jednoho závitu. Elektrický odpor lanka se zahrnutím vlivu skinefektu a jevu blízkosti je dán rovnicí (5.10). Počítá se s oteplením na 80 °C.

$$R_{lanka} = 1,5 \cdot \rho_{Cu} \cdot \frac{l_{lanka}}{S_{Culanka}} \cdot (1 + \alpha \cdot \Delta t) \quad (5.10)$$

$$= 1,5 \cdot 0,0169 \cdot \frac{1,9}{1,885} \cdot (1 + 0,004 \cdot 60) = 0,0317 \, \Omega$$

Ztráty vznikající ve vinutí jsou pak dány rovnicí (5.11).

$$P_{Cu} = R_{lanka} \cdot I_{ef}^2 = 0,0317 \cdot 25^2 = 19,81 \, W \quad (5.11)$$

Celkový součet ztrát v cívce, tj. součet ztrát ve vinutí a v jádře, je 26,5 W. Na konečnou teplotu cívky však bude pravděpodobně mít největší vliv přechod tepla z ohřívání vsázky do cívky.

## 5.4 Realizace cívky

Cívka byla namotána na jádro PQ4040. Použito bylo dostupné vysokofrekvenční lanko se 120 vláknů o průměru 0,1 mm. Při navíjení byly použity 2 paralelní prameny, které dohromady tvoří lanko s 240 vláknů. Před navíjením byl celý prostor pro vinutí vylepen elektrikářskou izolační páskou, aby se v případě průrazu neobjevil na jádře elektrický potenciál vinutí. Vinutí bylo motáno od středu jádra směrem od dna po otevřený konec a v druhé vrstvě zpět. Obdobně jsou vedeny i 3. a 4. vrstva. Mezi každou vrstvou o 5 závitů je izolační páska, která zabraňuje průrazu základní izolace mezi jednotlivými vrstvami.

Do zbylého volného prostoru pro vinutí byly navinuty 3 závity navíc, aby bylo dosaženo větší indukčnosti cívky, případně bylo možné s počtem závitů ještě operovat.

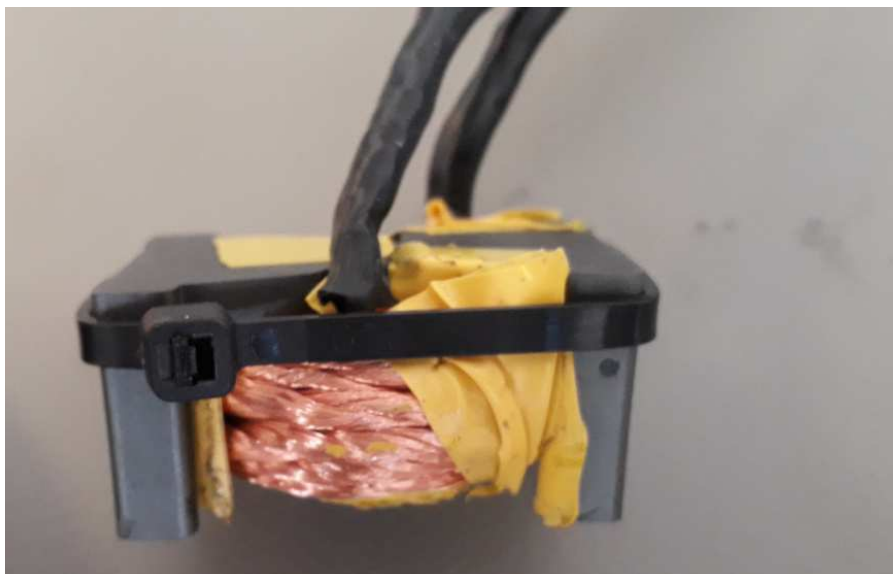
Vyrobená cívka byla připojena ke spletné dvojici zhruba 30 centimetrových drátů, na jejichž koncích jsou fastony pro připojení k plošnému spoji. Vyrobená cívka je na Obr. 5.4.

Při měření cívky naprázdno a se zátěží bylo dosaženo výsledků zobrazených v Tab. 5.4.

**Tab. 5.4 Vlastnosti realizované cívky**

veličina	Se zátěží	Bez zátěže
$R_s$ [ $\Omega$ ]	6,41	0,42
$L_s$ [ $\mu H$ ]	48,13	57,60
$\theta$ [ $^\circ$ ]	74,2	89,1
$Z$ [ $\Omega$ ]	23,57	27,15

Hodnoty indukčnosti jsou sice významně větší, než by měly být podle simulace, ale pro účely testování a ožiování je výhodnější pracovat s vyšší indukčností, aby byly omezeny proudy. V případě potřeby mohou být závitů navíc kdykoliv odmotány. Měření vlastností cívky bylo provedeno na přístroji IM3536 LCR meter za použití frekvence 75 KHz. Jako zátěž byly použity prvky z ušlechtilé oceli.



**Obr. 5.4 Fotografie vyrobené rezonanční cívky**

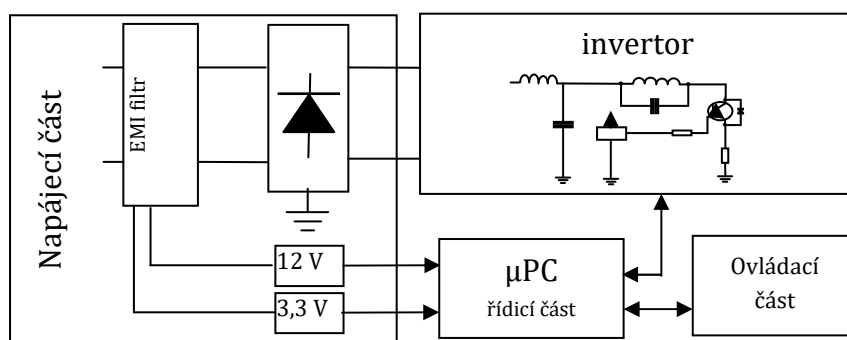
## 6 NÁVRH OBVODU ZDROJE PRO INDUKČNÍ OHŘEV

Schéma obvodu lze podle funkce rozdělit na 4 části. V první části - napájení, je umístěn EMI filtr se vstupními svorkami, napájecí spínaný zdroj, usměrňovací most, měření vstupního napětí a proudu.

Další částí je inverter, který obsahuje LC filtr, rezonanční kondenzátor a svorky pro rezonanční cívku, tranzistor a bočník pro měření proudu.

V řídicí části je umístěn mikroprocesor.

Poslední část, ovládací část obsahuje signalizační diody, ovládací tlačítka, měření teploty a řízení ventilátoru.

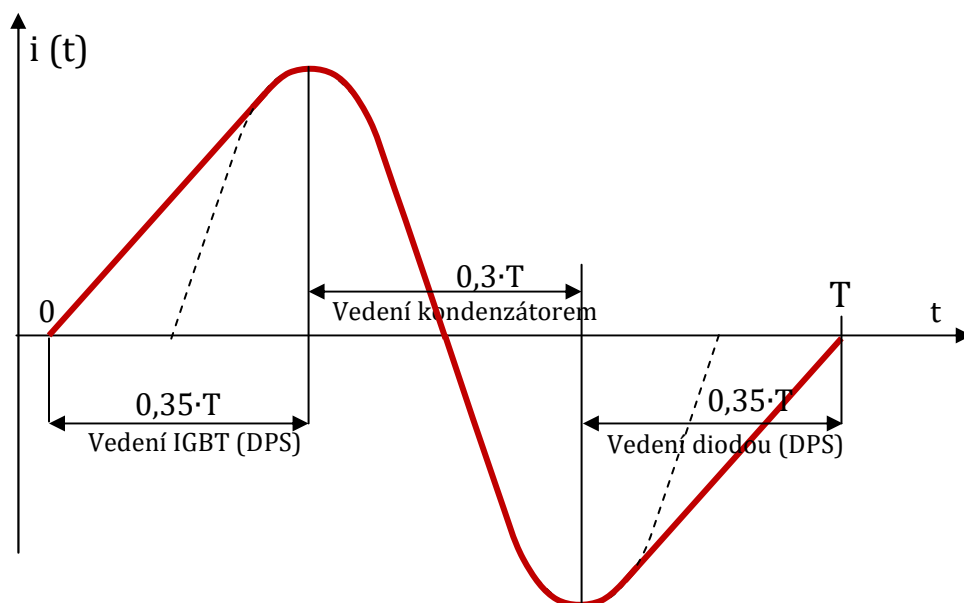


Obr. 6.1 Blokové schéma zdroje pro indukční ohřev

### 6.1 Dimenzování obvodu

Při dimenzování plošného spoje na proud bylo vycházeno z grafu proudové zatížitelnosti plošného spoje firmy PragoBoard s.r.o., viz Obr. 6.4. Největším proudem je namáhaná smyčka obvodu od filtračního kondenzátoru k levé svorce rezonanční cívky a od její pravé svorky k zemi přes tranzistor a bočník. V této trase má proud tvar trojúhelníků vycházejících ze záporné do kladné hodnoty. Zbytek proudu protéká přes rezonanční kondenzátor. Nejvyšších hodnot proud dosahuje při odlehčení obvodu, když není cívka zatížena.

Obr. 6.2 zobrazuje detail 1 periody proudu tekoucího přes rezonanční cívku. V první části proud lineárně roste, tato doba je odhadnuta na cca 35 % doby periody, v další části probíhá rezonance a proud má harmonický průběh. V tu chvíli proud protéká rezonančním kondenzátorem. V poslední části, která trvá zhruba stejně dlouho jako část první, proud opět lineárně roste a protéká diodou tranzistoru. Vykreslený průběh nelze označit za harmonický. Přerušovanou čarou jsou zobrazeny zbylé části sinusovky, jednalo-li by se o harmonický průběh (s frekvencí stejnou jako je rezonanční frekvence obvodu).



**Obr. 6.2 Detail periody proudu rezonanční cívkou**

Na Obr. 6.3 je zobrazen průběh proudu rezonanční cívkou z pohledu poloviny periody síťového kmitočtu. Při dimenzování cívky a obvodu byla použita efektivní hodnota proudu 25 A jako proud, při kterém je daná cívka schopna předat do vsázky teplo o výkonu 1500 W. Hodnota je získaná ze simulace v programu Femm. Jak je vidět na Obr. 6.3 proud rezonanční cívkou má tvar průběhu z Obr. 6.2 s vysokou frekvencí, jehož amplituda se mění ve tvaru usměrněné sinusovky s frekvencí 100 Hz. Pro přenos požadovaného výkonu je nutné, aby cívkou protékal proud o efektivní hodnotě 25 A, v obrázku označený jako  $I_{RmsAvg}$  – tedy průměrná efektivní hodnota proudu. Jakou průměrnou ji lze nazvat z pohledu jedné nebo pár jednotek vysokofrekvenční periody.

Při výpočtu efektivní hodnoty průběhu z Obr. 6.2 je vhodné průběh rozdělit na části lineárního nárůstu proudu a část harmonického průběhu. Pro výpočet první a třetí části periody bude použita rovnice (6.1) pro výpočet efektivní hodnoty trojúhelníkového průběhu, kde  $I_{Peak}$  je vrcholová hodnota proudu,  $\delta_1$  a  $\delta_2$  vyjadřují poměrnou dobu periody, kdy proud lineárně narůstá – index 1, a kdy proud lineárně klesá (v tomto případě opět narůstá) – index 2.

$$I_{Rms\Delta} = I_{Peak} \cdot \sqrt{\frac{(\delta_1 + \delta_2)}{3}} \quad (6.1)$$

Pro prostřední část periody je vhodné použít rovnici (6.2), podle které lze spočítat efektivní hodnotu jednocestně usměrněného harmonického průběhu, kde doba trvání pulsusovky je uvedena jako poměrná část periody  $\delta$ .

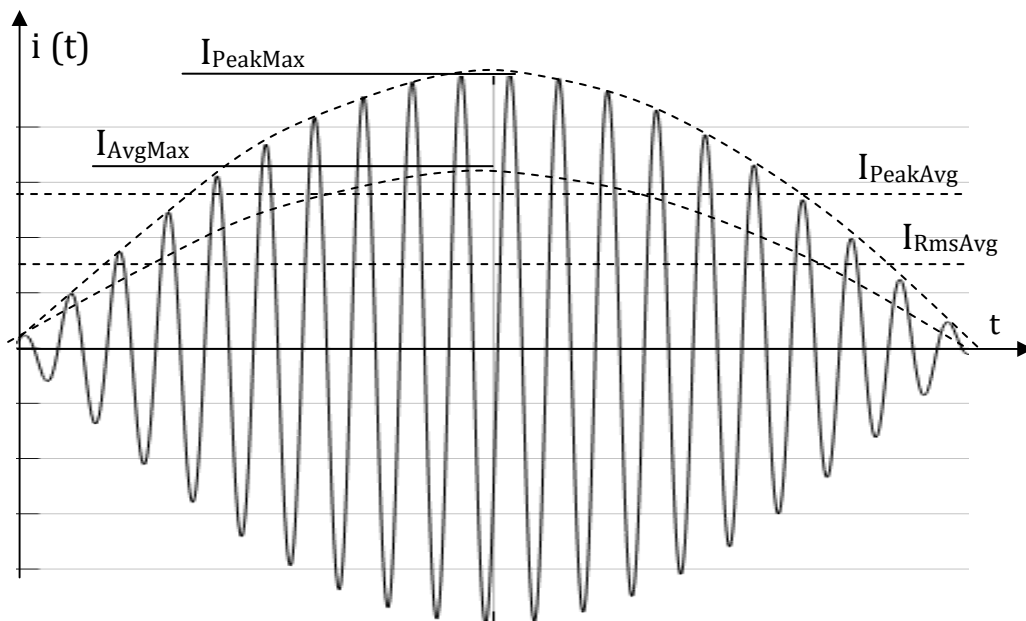
$$I_{RmsCap} = I_{Peak} \cdot \sqrt{\frac{\delta}{2}} \quad (6.2)$$

Součet obou průběhů musí dát hodnotu proudu 25 A, což je hodnota určená simulací. Pro výpočet potřebné amplitudy proudu si její hodnotu vyjádříme v rovnici (6.3). Součet  $\delta_1$  a  $\delta_2$  je podle Obr. 6.2 zvolen jako 0,7,  $\delta$  tvoří zbytek, tedy 0,3.

$$I_{Peak} = \frac{I_{Rms\Delta} + I_{RmsCap}}{\left(\sqrt{\frac{\delta}{2}} + \sqrt{\frac{(\delta_1 + \delta_2)}{3}}\right)} = \frac{25}{\left(\sqrt{\frac{0,3}{2}} + \sqrt{\frac{0,7}{3}}\right)} = 28,72 \text{ A} \quad (6.3)$$

Výsledek rovnice (6.3) určuje hodnotu amplitudy, které musí být dosaženo, aby byla efektivní hodnota požadovaných 25 A. Z Obr. 6.3 víme, že amplituda se mění ve tvaru sinusové půlvlny. Aby bylo dosaženo stejného výsledku, musí vypočtena amplituda odpovídat amplitudě průměrné (tedy střední). Z poměru střední a maximální hodnoty pro harmonicky průběh můžeme spočítat skutečnou maximální amplitudu, která se v obvodu vyskytne. Výpočet je uveden rovnicí (6.4).

$$I_{PeakMax} = I_{PeakAvg} \cdot \frac{\pi}{2} = 28,72 \cdot \frac{\pi}{2} = 45,11 \text{ A} \quad (6.4)$$



Obr. 6.3 Průběh proudu rezonanční cívkou

Dále lze vypočítat hodnotu proudu, na kterou je potřeba dimenzovat rezonanční kondenzátor a proudovodné části plošného spoje výše zmíněné smyčky. Pro oba výpočty bude použita průměrná hodnota amplitudy. Výpočet proudu kondenzátorem uvádí rovnice (6.5), proud zmíněnou smyčkou na plošném spoji rovnice (6.6).

$$I_{RmsCap} = I_{PeakAvg} \cdot \sqrt{\frac{\delta}{2}} = 28,72 \cdot \sqrt{\frac{0,3}{2}} = 11,12 \text{ A} \quad (6.5)$$

$$I_{Rms\Delta} = I_{PeakAvg} \cdot \sqrt{\frac{(\delta_1 + \delta_2)}{3}} = 28,72 \cdot \sqrt{\frac{0,7}{3}} = 13,87 \text{ A} \quad (6.6)$$

Této hodnotě proudu odpovídá podle Obr. 6.4 šířka spoje 5,5 mm při tloušťce mědi 35  $\mu\text{m}$  a maximálním oteplení 30  $^{\circ}\text{C}$ .

Další části obvodu, kde poteče vyšší proud, je část od vstupních svorek po filtrační kondenzátor. Proud poteče přes tlumivky EMI filtru, usměrňovací most, tlumivku LC filtru, filtrační kondenzátor zpět do vstupních svorek, přičemž proteče proudovým transformátorem a znova tlumivkou EMI filtru.

Ke svorkám bude připojeno síťové napětí, proto lze hodnotu vstupního proudu spočítat ze známého výkonu a napětí. Pomocí rovnice (6.7) je spočítána efektivní hodnota vstupního proudu.

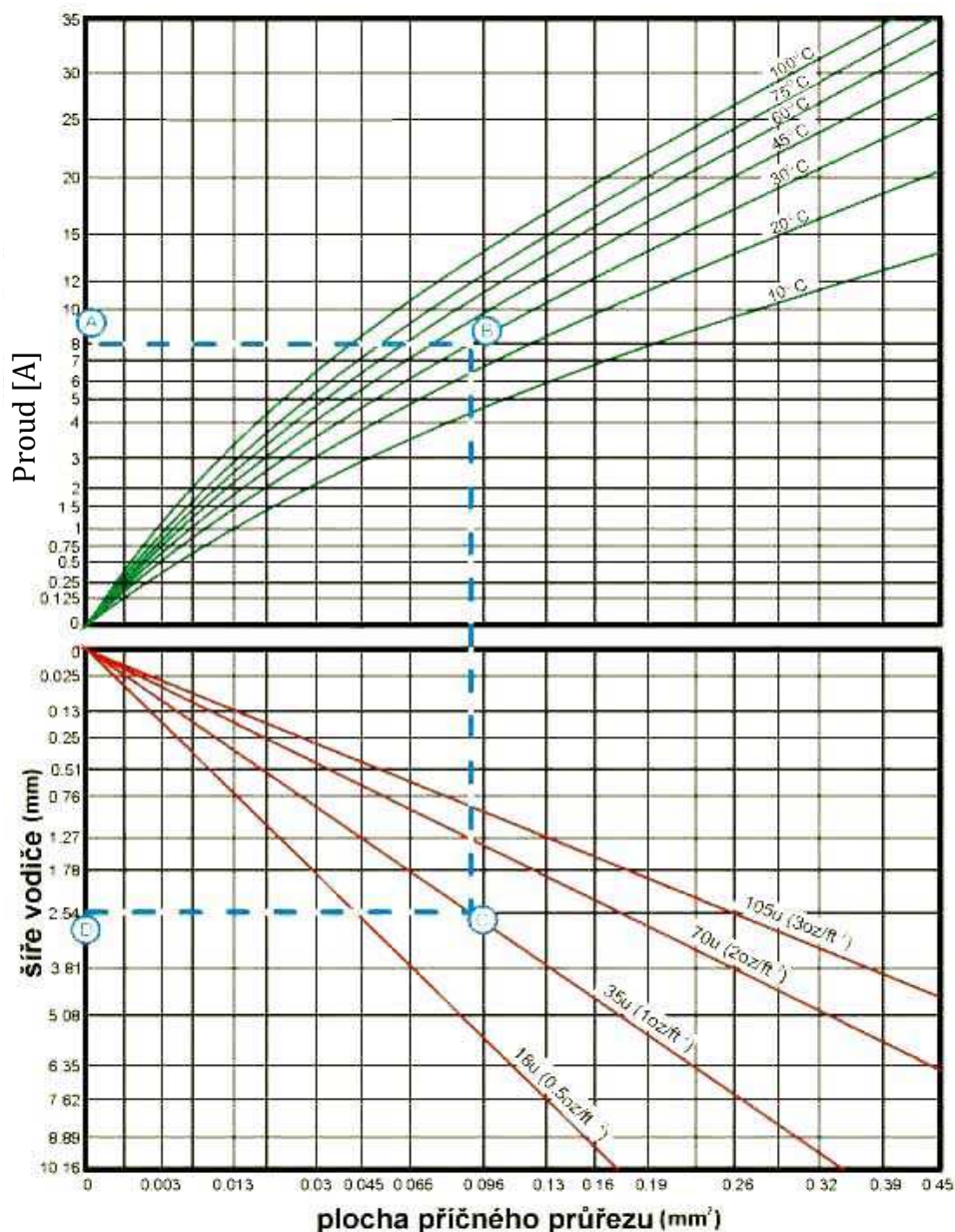
$$I_{IN} = \frac{P_{OUT}}{U_{IN}} = \frac{1500}{230} = 6,52 \text{ A} \quad (6.7)$$

Proud bude protékat přes tlumivky s jádrem, u kterých je důležité dodržet při návrhu maximální možnou magnetickou indukci. Při návrhu je nutno počítat s maximální hodnotou proudu, která obvodem poteče. Amplituda se spočítá podle rovnice (6.8) pro výpočet amplitudy z efektivní hodnoty harmonického průběhu.

$$I_{INMax} = I_{IN} \cdot \sqrt{2} = 6,52 \cdot \sqrt{2} = 9,22 \text{ A} \quad (6.8)$$

Co se týče dimenzování plošného spoje na napětí, musí být respektována především hodnota rezonančního napětí, které může dosahovat velikosti až 1600 V. Všechny vodivé spoje na potenciálu kolektoru tranzistoru musí proto mít dostatečnou izolační mezeru. Na hodnotu síťového napětí musí být izolovány všechny potenciály EMI filtru, proudového transformátoru, usměrňovacího mostu a tlumivky LC filtru spolu s filtračním kondenzátorem.





Obr. 6.4 Graf pro výpočet proudové zatížitelnosti plošného spoje [15]

## 6.2 Napájecí část

Napájecí část obvodu zajišťuje napájení invertoru usměrněným síťovým napětím. Napájení 12 V pro budiče tranzistorů je řešeno použitím spínaného zdroje. Pro návrh byl použit procesor řady UCC 28910 od výrobce Texas Instruments. Zapojení odpovídá použití doporučeného výrobcem. Transformátor obsahuje 3 vinutí - primární, sekundární a zpětnovazební a byl vyroben podle navíjecího předpisu firmy Dawell CZ s.r.o.

Napájení 3,3 V pro mikroprocesor je vyřešeno použitím spínaného zdroje TPS560200 opět od výrobce Texas Instrument. Spínaný zdroj je zapojen podle doporučení výrobce a je napájen 12 V. Výstupní napětí má pevnou hodnotu 3,3 V.

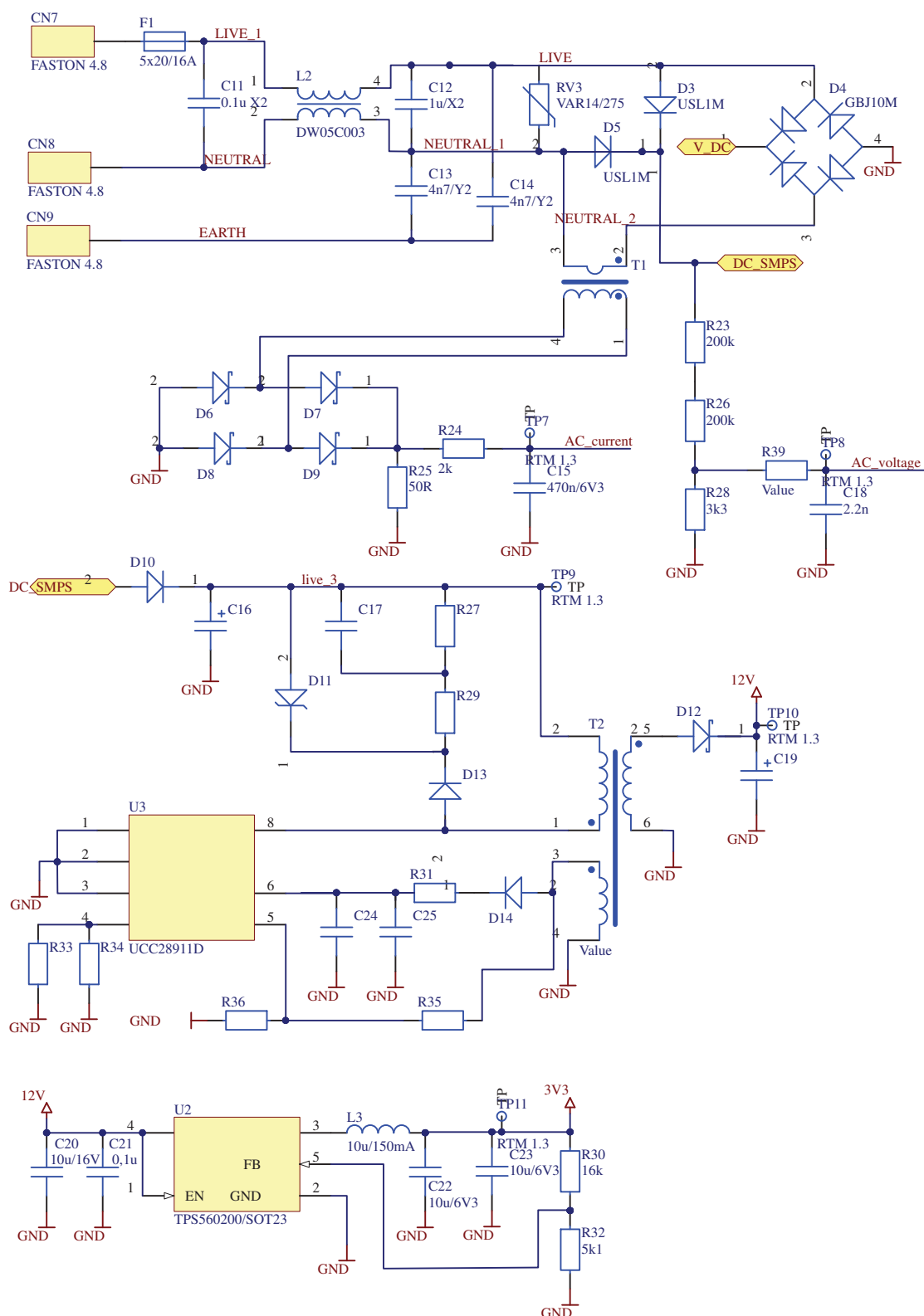
Pro potřeby řízení je použit proudový transformátor s převodovým poměrem 1:1000, který měří proud tekoucí do usměrňovacího mostu. Převod proudu na napětí je vyřešeno usměrněním výstupního proudu a připojením rezistoru s hodnotou odporu 180  $\Omega$ . Měření proudu je navrženo na maximální (amplitudovou) hodnotu proudu 15 A. Při této velikosti proudu je výstupní napětí 3,3 V. Maximální efektivní hodnota proudu je 10,6 A. Pro měření napětí je použit odporový dělič s dělicím poměrem 121:1. Maximální výstupní napětí 3,3 V odpovídá hodnotě napětí 400 V připojených na napájecí svorky zařízení. Výstupy z obou měření jsou filtrovány RC filtry. Z naměřeného napětí a proudu je počítán vstupní výkon, který slouží pro účely regulace. Schéma napájecí části je na Obr. 6.5

### 6.3 Invertor

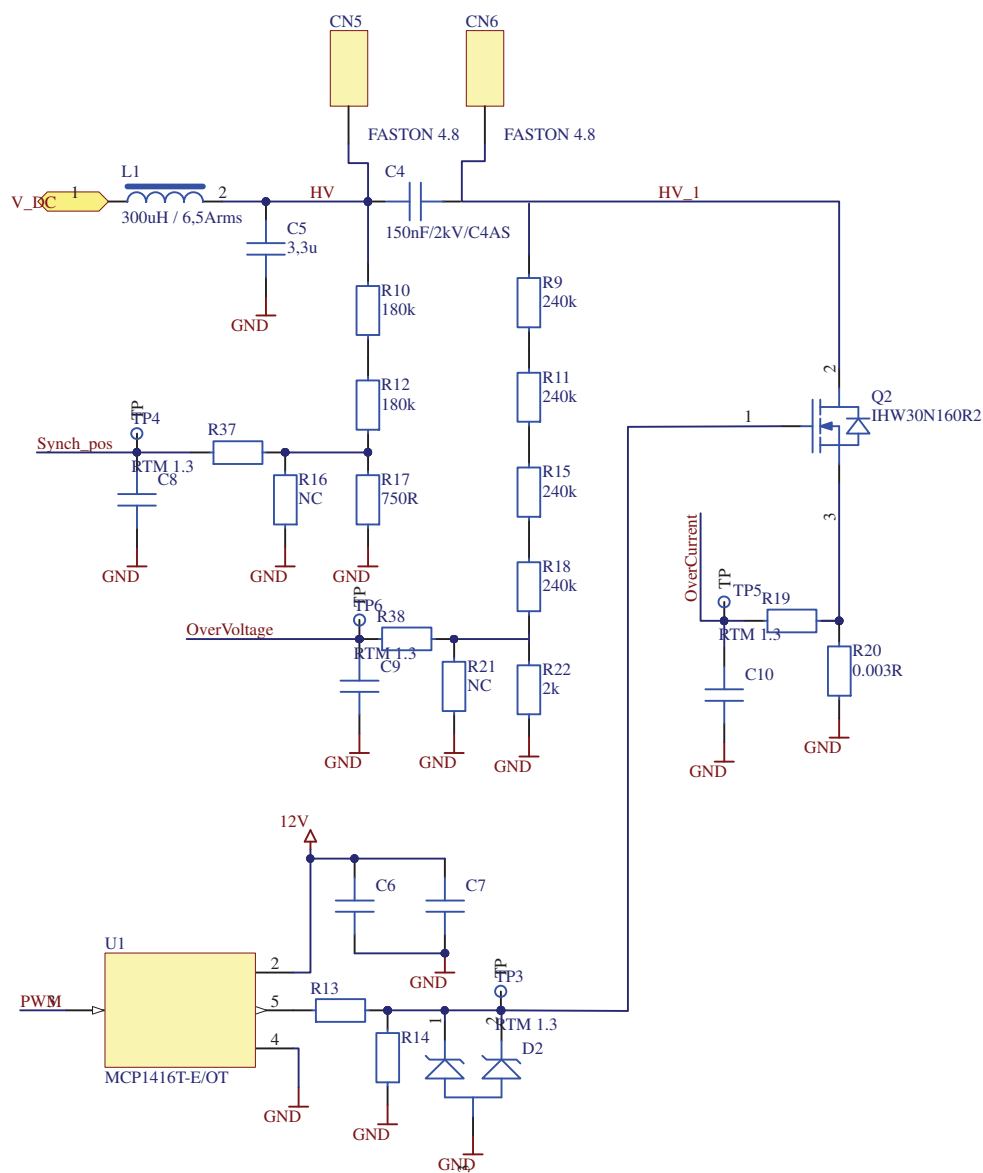
Hned za usměrňovacím mostem je zapojen LC filtr, který je tvořen kondenzátorem o kapacitě 3,3  $\mu\text{F}$  a cívkou s indukčností 300  $\mu\text{H}$ . Součástí invertoru je také rezonanční LC obvod. Ten je tvořen rezonanční cívkou navrženou v předchozí kapitole a fóliovým kondenzátorem o kapacitě 150 nF s výdržným stejnosměrným napětím 2kV a 750 V napětím střídavým. Kondenzátor je z produktové řady C4AS od výrobce Kemet. Navrhovaná deska plošného spoje obsahuje konektory faston pro připojení rezonanční cívky.

Pro spínání obvodu je použit IGBT tranzistor IHW30N160R2. K řízení tranzistoru je použit budič MCP1416 od firmy Microchip. Budič má neinvertující výstup a je schopen dodávat proud 1,5 A. Zapojení je provedeno podle doporučení výrobce. K měření proudu protékajícího tranzistorem při sepnutí slouží 1 W smd rezistor s velikostí pouzdra 2512. Hodnota odporu rezistoru je 3 m $\Omega$ . Napětí měřené na bočníku je filtrováno RC filtrem.

Pro správné řízení obvodu jsou měřena napětí na obou svorkách rezonančního obvodu. Rezistorové děliče jsou navrženy se stejným převodovým poměrem, ale s různými hodnotami a velikostmi odporu. Na každé straně rezonančního obvodu se může vyskytovat jiná hodnota napětí. Strana připojena k tranzistoru obsahuje rezistory s velikostí pouzdra 2512, jejichž izolační napětí je 400 V. Dělič měří napětí až 1600 V, s maximálním výstupním napětím 3,3 V. Odporový dělič připojený na straně vstupního LC filtru je navržen na maximální napětí 400 V, které se v tomto uzlu může vyskytovat. Výstupy obou děličů jsou osazeny RC filtry, jejichž součástky budou voleny experimentálně při ožívání.



Obr. 6.4 Schéma napájecí části zdroje pro indukční ohřev



Obr. 6.5 Schéma invertoru zdroje pro indukční ohřev

### 6.3.1 Návrh tlumivky LC filtru

Na základě zkušeností je indukčnost tlumivky LC filtru zvolena na 300  $\mu\text{H}$ . Pro výrobu bylo zvoleno toroidní jádro ze sortimentu firmy Semic. Jako nejvhodnější bylo zvoleno železoprachové jádro KT141-26-I s žlutobílou izolací. Vlastnosti jádra jsou uvedeny v Tab. 6.1.

Tab. 6.1 Vlastnosti jádra KT 141-26-I

Typ jádra	KT 141-26-I
Vnější průměr OD [mm]	35,9
Vnitřní průměr ID [mm]	22,4
Šířka HT [mm]	10,5
Průřez $A_e$ [cm <sup>2</sup> ]	0,674
Objem V [cm <sup>3</sup> ]	6,160
Střední délka siločáry $l_e$ [cm]	9,140
Měrná indukčnost $A_L$ [nH/n <sup>2</sup> ]	69
materiál	Železoprach – 26 – žlutobílá izolace

Pro výpočet potřebného počtu závitů cívky vycházíme z maximální možné indukce v jádře, jeho efektivního průřezu a maximálního proudu, viz rovnice (6.9).

$$N = \frac{L \cdot I_{\max}}{B_{\max} \cdot A_e} = \frac{300 \cdot 10^{-6} \cdot 9,23}{0,6 \cdot 67,4 \cdot 10^{-6}} \doteq 68 \quad (6.9)$$

Pro další výpočty bude počet závitů z důvodu použití rezervy zaokrouhlen na 70. Pro určení ztrát vznikajících v jádře je potřeba spočítat magnetickou indukci. Proud bude rozdělen na průběh usměrněné sinusovky a na průběh vysokofrekvenčního trojúhelníkového tvaru. Amplituda malé frekvence bude ale mnohonásobně větší než amplituda vysoké frekvence, proto bude pomalá frekvence považována za stejnosměrnou složku, alespoň z pohledu vysokofrekvenčních kmitů, protože ta značně ovlivní indukčnost cívky pro danou frekvenci.

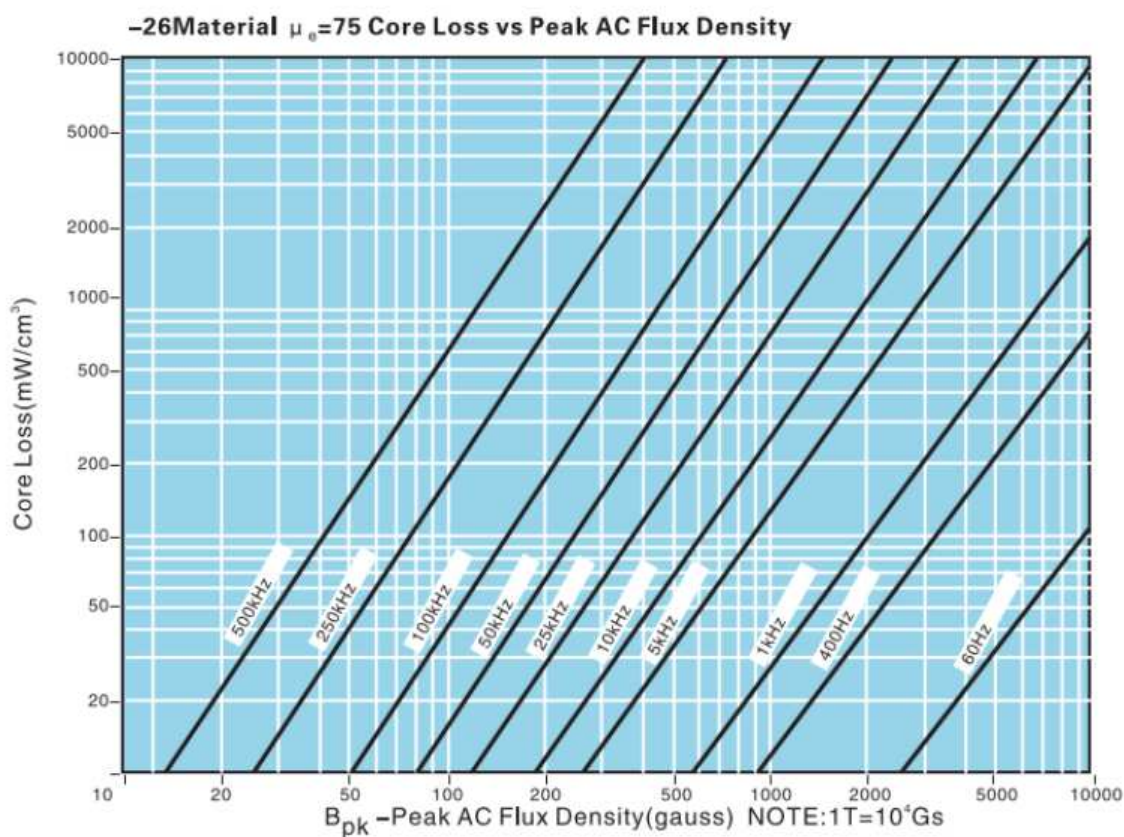
Výpočtem podle rovnice (6.10) získáme maximální indukci pomalé složky. Na vzniku ztrát se ale podílí její efektivní hodnota, Přepočet maximální hodnoty indukce na efektivní je dán rovnicí (6.11).

$$B_{\max 100\text{Hz}} = \frac{L \cdot I_{\max}}{N \cdot A_e} = \frac{300 \cdot 10^{-6} \cdot 9,23}{70 \cdot 67,4 \cdot 10^{-6}} = 0,587 \text{ T} \quad (6.10)$$

Pro účely odečítání z grafu jsou hodnoty indukce v jednotkách Tesla převedeny na jednotky Gauss. Platí, že 1 Tesla = 10 000 Gauss.

$$B_{ef100Hz} = \frac{B_{max100Hz}}{\sqrt{2}} = \frac{0,587}{\sqrt{2}} = 0,415 \text{ T} \quad (6.11)$$

Z grafu v Obr. 6.7 jsou odečteny ztráty v jádře způsobené magnetickou indukcí usměrněného síťového proudu. Velikost určených ztrát je  $P_{V100Hz} = 45 \text{ mW/cm}^3$ . Graf je převzat z katalogu výrobce jader.



**Obr. 6.7 Graf pro určení ztrát v jádře způsobených magnetickou indukcí [14]**

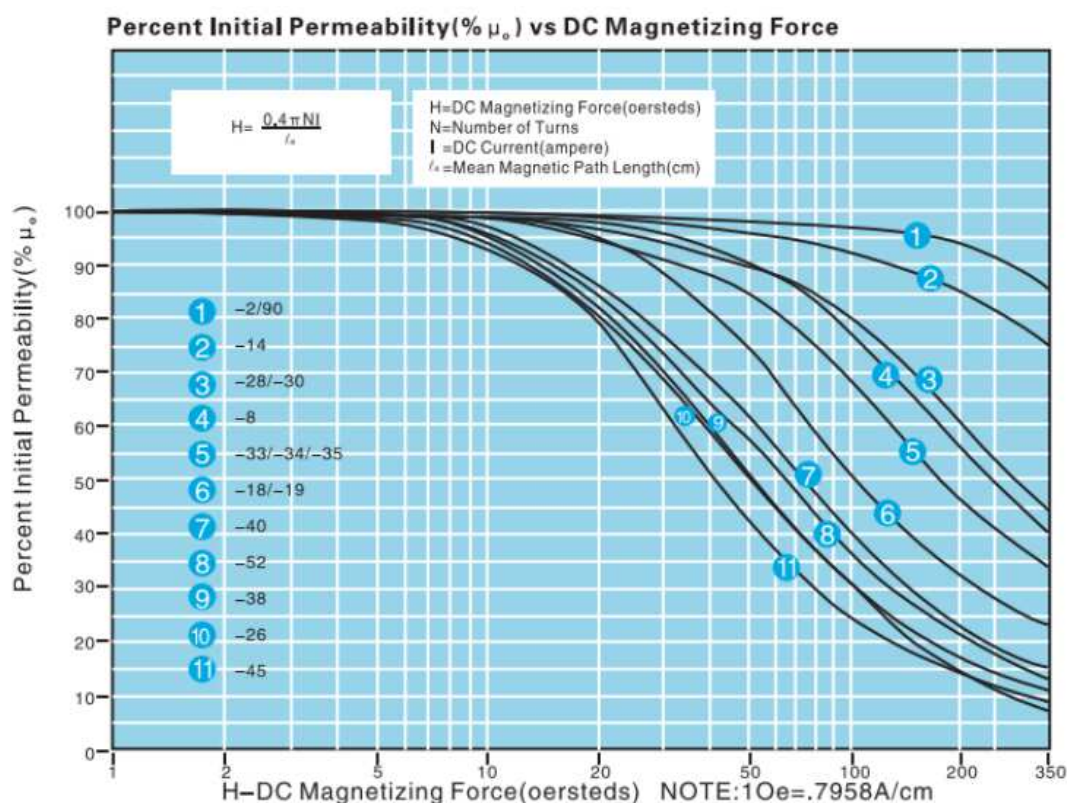
Jak bylo uvedeno výše, průběh usměrněného proudu bude z hlediska vysokofrekvenčních kmitů považován za stejnosměrnou složku. Abychom dosáhli stejných účinků, za DC složku je považována střední hodnota proudu. Přepočet je dán rovnicí (6.12).

$$I_{DC} = I_{avg} = I_{max} \cdot \frac{2}{\pi} = 9,23 \cdot \frac{2}{\pi} = 5,87 \text{ A} \quad (6.12)$$



Určení koeficientu pro vliv DC složky je odečten z grafu na Obr. 6.8. Graf opět pochází z katalogu výrobce. Pro určení koeficientu potřebuje znát hodnotu koercitivní síly způsobené DC složkou. Výpočet je proveden podle rovnice (6.13) převzatého z grafu na Obr. 6.8.

$$H = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot I_{DC} \cdot N}{l_e} = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot 5,87 \cdot 70}{9,14} = 56,49 \text{ Oe} = 44,96 \text{ A/cm} \quad (6.13)$$



Obr. 6.8 Graf pro určení koeficientu indukčnosti ovlivněné DC složkou proudu [14]

Hodnota koeficientu byla odečtena jako  $k_{DC} = 0,47$ . Toto číslo vyjadřuje poměrnou hodnotu indukčnosti, která se uplatní pro vysokofrekvenční složku proudu. Za zmenšením indukčnosti stojí magnetická indukce způsobena stejnosměrnou složkou. Výpočet nové indukčnosti pro vysokofrekvenční složku je uveden v rovnici (6.14).  $L_{nf}$  je počáteční uvažovaná indukčnost  $300 \mu\text{H}$ .

$$L_{vf} = L_{nf} \cdot k_{DC} = 300 \cdot 10^{-6} \cdot 0,47 = 141 \cdot 10^{-6} \text{ H} \quad (6.14)$$

Pro správné určení ztrát způsobených vysokofrekvenčním proudem je nutné znát změnu magnetické indukce, kterou způsobuje kmitání proudu kolem pomalé složky. Amplitudu kmitů lze vypočítat z poklesu napětí na cívce. Pokles napětí bude vypočten z rozdílu energií uložené v kondenzátoru a spotřebované v rezonančním

obvodu při sepnutí tranzistoru. Rovnice (6.15) určuje energii ve filtračním kondenzátoru při maximálním napětí.

$$E_{1cap} = \frac{1}{2} \cdot C \cdot U^2 = \frac{1}{2} \cdot 3,3 \cdot 10^{-6} \cdot 325^2 = 174,3 \cdot 10^{-3} J \quad (6.15)$$

Čas potřebný pro dosažení požadované velikosti proudu je vypočten podle rovnice (6.17), který je odvozen z rovnice (6.16).

$$u_L = L \cdot \frac{\Delta i}{\Delta t} \quad (6.16)$$

$$\Delta t = L \cdot \frac{\Delta i}{u_L} = 48,13 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{45,11}{325} = 6,68 \cdot 10^{-6} s \quad (6.17)$$

Za tuto dobu odteče do rezonančního obvodu energie dána rovnicí (6.18). Ze sítě přiteče energie vypočtena rovnicí (6.19).

$$E_L = U \cdot i \cdot t = 325 \cdot \frac{55,53}{2} \cdot 6,68 \cdot 10^{-6} = 49,0 \cdot 10^{-3} J \quad (6.18)$$

$$E_{sit'} = U \cdot i \cdot t = 325 \cdot 9,23 \cdot 6,68 \cdot 10^{-6} = 20,0 \cdot 10^{-3} J \quad (6.19)$$

Za dobu sepnutí tranzistoru vznikne na filtračním kondenzátoru úbytek energie daný rovnicí (6.20).

$$\begin{aligned} E_{2cap} &= E_{1cap} - E_L + E_{sit'} = 174,3 \cdot 10^{-3} - 49,0 \cdot 10^{-3} + 20,0 \cdot 10^{-3} \\ &= 145,3 \cdot 10^{-3} J \end{aligned} \quad (6.20)$$

Napěťový úbytek na kondenzátoru je vypočten podle rovnice (6.21).

$$\Delta U = U - \sqrt{\frac{2 \cdot E_{2cap}}{C}} = 325 - \sqrt{\frac{2 \cdot 145,3 \cdot 10^{-3}}{3,3 \cdot 10^{-6}}} = 28,25 V \quad (6.21)$$

Magnetická indukce v jádře je daná rovnicí (6.23). Pro výpočet ale potřebujeme znát změnu proudu, která se na indukčnosti vlivem úbytku napětí projeví. Proudový pokles je dán rovnicí (6.22).



$$\Delta I_{\max} = \frac{\Delta U \cdot \Delta t}{L_{vf}} = \frac{28,25 \cdot 6,68 \cdot 10^{-6}}{141 \cdot 10^{-6}} = 1,338 \text{ A} \quad (6.22)$$

$$B_{\max 75\text{kHz}} = \frac{\Delta I \cdot L}{N \cdot A_e} = \frac{1,338 \cdot 141 \cdot 10^{-6}}{70 \cdot 67,4 \cdot 10^{-6}} = 0,0399 \text{ T} \quad (6.23)$$

Výpočet zahrnoval situaci, kdy bylo na vstupních svorkách zdroje nejvyšší napětí, tj. 325 V. Pro správné určení ztrát je nutné vypočítat efektivní indukci, která bude v jádře vznikat. Výpočet střední amplitudy se provede podle rovnice (6.24). Z průměrné amplitudy indukce vypočítáme podle rovnice (6.25) její efektivní hodnotu, která se podílí na vzniku tepelných ztrát. Proud bude mít trojúhelníkový tvar. Amplituda se bude měnit harmonicky.

$$B_{\text{avgamp}75\text{kHz}} = B_{\max 75\text{kHz}} \cdot \frac{2}{\pi} = 0,0399 \cdot \frac{2}{\pi} = 0,0254 \text{ T} \quad (6.24)$$

$$B_{\text{ef}75\text{kHz}} = \frac{B_{\text{avgamp}75\text{kHz}}}{\sqrt{3}} = \frac{0,0254}{\sqrt{3}} = 0,0146 \text{ T} \quad (6.25)$$

Z grafu na Obr. 6.7 jsou určeny ztráty vf složky  $P_{V75\text{kHz}} = 50 \text{ mW/cm}^3$ . Součet celkových měrných ztrát je dán rovnicí (6.26). Dosazením do rovnice (6.27) je vypočtena hodnota ztrát v jádře způsobena magnetickou indukcí.

$$P_{\text{vcelk}} = P_{V75\text{kHz}} + P_{V100\text{Hz}} = 50 + 45 = 95 \text{ mW/cm}^3 \quad (6.26)$$

$$P_{\text{jádro}} = P_{\text{vcelk}} \cdot V_{\text{jádro}} = 95 \cdot 6,16 = 585,2 \text{ mW} = 0,59 \text{ W} \quad (6.27)$$

Přes velký počet závitů potřebný pro dosažení požadované indukčnosti bude muset být vinutí vyrobeno ve 2 vrstvách. Použit bude lakovaný měděný vodič s průřezem mědi  $1,5 \text{ mm}^2$ , jeho průměr je  $1,40 \text{ mm}$  včetně vrstvy laku. První vrstva bude obsahovat maximální možný počet závitů daný vnitřním průměrem jádra, tj. 46 závitů. V horní vrstvě bude 24 závitů a budou uloženy tak, že vyplní každou druhou mezeru vzniklou mezi závity spodní vrstvy.

Z geometrických rozměrů jádra a vodiče jsou pomocí rovnic (6.28) a (6.29) vypočítány délky závitů ve spodní a horní vrstvě.

$$o_{1z1.v} = 2 \cdot \left( \left( \frac{OD - ID}{2} + \phi_v \right) + (HT + \phi_v) \right) \quad (6.28)$$

$$= 2 \cdot \left( \left( \frac{35,9 - 22,4}{2} + 1,5 \right) + (10,5 + 1,5) \right) = 40,5 \text{ mm}$$

$$o_{1z2.v} = 2 \cdot \left( \left( \frac{OD - ID}{2} + 3 \cdot \phi_v \right) + (HT + 3 \cdot \phi_v) \right) \quad (6.29)$$

$$= 2 \cdot \left( \left( \frac{35,9 - 22,4}{2} + 3 \cdot 1,5 \right) + (10,5 + 3 \cdot 1,5) \right) \\ = 52,5 \text{ mm}$$

Celková délka vodiče je daná rovnicí (6.30). Z následujících údajů je podle rovnice (6.31) vypočten odpor vodiče.

$$l_{Cu} = N_{1.v} \cdot o_{1z1.v} + N_{2.v} \cdot o_{1z2.v} = 46 \cdot 40,5 + 24 \cdot 52,5 = 3123 \text{ mm} \quad (6.30)$$

$$R_{Cu} = \rho_{Cu} \cdot \frac{l_{Cu}}{S_{Cu}} \cdot (1 + \alpha \cdot \Delta t) = 0,0169 \cdot \frac{3,3}{1,5} \cdot (1 + 0,004 \cdot 60) \quad (6.31) \\ = 0,0461 \Omega$$

Celkový proud cívku můžeme rozdělit na nízkofrekvenční a vysokofrekvenční část. Nízkofrekvenční proud má průběh usměrněného sinu s frekvencí 100 Hz. Vliv skinefektu bude zanedbatelný, a proto bude uveden pouze u vysokofrekvenční části. Ztráty v mědi způsobené proudem s malou frekvencí jsou dány rovnicí (6.32).

$$P_{Cunf} = R_{Cu} \cdot I_{ef}^2 = 0,0461 \cdot 6,52^2 = 1,96 \text{ W} \quad (6.32)$$

Pro hloubku vniku  $\delta = 0,212 \text{ mm}$ , která se projeví při vysoké frekvenci, je proveden přepočet odporu vodiče. Nový průřez mědi daný hloubkou vniku je vypočítán rovnicí (6.33). Odpor vodiče rovnicí (6.34).

$$S_{Cuvf} = \pi \cdot \left( \frac{\phi_v}{2} \right)^2 - \pi \cdot \left( \frac{\phi_v - 2 \cdot \delta}{2} \right)^2 \quad (6.33) \\ = \pi \cdot \left( \frac{1,38}{2} \right)^2 - \pi \cdot \left( \frac{1,38 - 2 \cdot 0,212}{2} \right)^2 = 0,0905 \text{ mm}^2$$

$$R_{Cuvf} = \rho_{Cu} \cdot \frac{l_{Cu}}{S_{Cuvf}} \cdot (1 + \alpha \cdot \Delta t) = 0,0169 \cdot \frac{3,3}{0,0905} \cdot (1 + 0,004 \cdot 60) \quad (6.34) \\ = 0,764 \Omega$$

Vysokofrekvenční proud má trojúhelníkovitý tvar s amplitudou průměrné špičkové hodnoty vypočtené podle rovnice (6.22) výše. Rovnice (6.35) počítá

průměrnou amplitudu z maximální hodnoty. Podle rovnice (6.36) je vypočítána efektivní hodnota proudu.

$$\Delta I_{\text{avg}} = \Delta I_{\text{max}} \cdot \frac{2}{\pi} = 1,338 \cdot \frac{2}{\pi} = 0,852 \text{ A} \quad (6.35)$$

$$I_{\text{efvf}} = \Delta I_{\text{avg}} \cdot \sqrt{\frac{1}{3}} = 0,852 \cdot \sqrt{\frac{1}{3}} = 0,492 \text{ A} \quad (6.36)$$

Celkové ztráty v mědi pak určuje součet nf a vf složek, který je proveden podle rovnice (6.38). Ztráty vysokofrekvenčního proudu počítá rovnice (6.37).

$$P_{\text{Cuvf}} = R_{\text{Cuvf}} \cdot I_{\text{efvf}}^2 = 0,764 \cdot 0,492^2 = 0,185 \text{ W} \quad (6.37)$$

$$P_{\text{Cucelk}} = P_{\text{Cuvf}} + P_{\text{Cunf}} = 0,185 + 1,96 = 2,145 \text{ W} \quad (6.38)$$

Podle rovnice (6.39) převzaté z [12] je vypočteno maximální oteplení cívky, při kterém vznikají vypočítané tepelné ztráty. Výpočet zahrnuje chlazení pouze přirozenou cestou. Pro výpočet plochy vyzařující tepelnou energii byla použita polovina pláště vodiče, kterým je cívka navinuta. Polovina plochy vodiče zahrnuta není, protože se počítá s jejím stíněním (kontakt s jádrem nebo jiným vodičem) a zhoršeným odvodem tepla z těchto míst. Do výpočtu také není zahrnuta plocha vnitřního prstence cívky (proto se uvažuje pouze 70% plochy). Plocha samotného jádra se neuplatní, protože je překryta vinutím. Chladicí plocha je vypočtena podle rovnice (6.40).  $P_L$  označuje celkové ztráty v mědi a v jádře.

$$\begin{aligned} \Delta T &= 59 \cdot \left( \frac{1000}{T_a + 273} \right)^{1,69} \cdot \left( \frac{P_L}{S_A} \right)^{0,82} \\ &= 59 \cdot \left( \frac{1000}{40 + 273} \right)^{1,69} \cdot \left( \frac{(2,145 + 0,59)}{48,076} \right)^{0,82} = 40,04 \text{ K} \end{aligned} \quad (6.39)$$

$$S_A = \frac{1}{2} \cdot l_{\text{Cu}} \cdot \pi d \cdot 0,7 = \frac{1}{2} \cdot 312,3 \cdot \pi \cdot 0,14 \cdot 0,7 = 48,076 \text{ cm}^2 \quad (6.40)$$

Při uvažované okolní teplotě 40 °C, která je uvažovaná ve výpočtu, bude oteplení cívky přibližně 40 °C. Výsledná teplota cívky by tedy neměla překročit teplotu 80 °C. Fotografie realizované tlumivky LC filtru je na Obr. 6.9.



Obr. 6.9 Realizovaná tlumivka LC filtru

## 6.4 Ovládací část

Ovládací část slouží ke komunikaci zařízení s obsluhou. K signalizaci probíhajícího ohřevu je použita červená led dioda. Přítomnost napětí 12 V v obvodu signalizuje zelená led dioda. Zvolený stupeň výkonu zobrazuje pětice led diod. Zdroj obsahuje 2 tlačítka. První tlačítko slouží k volbě výkonového stupně. Každým stiskem se volí následující stupeň 1→2→3→4→5→1 atd. Prvnímu stupni odpovídá 20% výkonu, další jsou s krokem 20%. Při stisknutí druhého tlačítka probíhá ohřev. Proces je signalizován červenou led diodou.

Do části ovládaní je zahrnut také 6 pinový programovací konektor pro procesor a řízení ventilátoru. Ventilátor je připojen k hladině napětí 12 V a mosfet tranzistorem je připojen k zemi. Tranzistor je řízen opět budičem MCP1416. Ventilátor nacházející se mimo plošný spoj se připojuje pomocí dvoupinového konektoru. Jako prevence proti výskytu vysokého napětí při vypínání je konektor přemostěn diodou.

Pro ochranu celého zařízení před tepelnými účinky je měřena teplota chladiče a rezonanční cívky. Termistor měřící teplotu chladiče je připojen přímo k plošnému spoji, termistor v cívce se připojuje pomocí dvoupinového konektoru.

## 6.5 Řídicí část

K řízení indukčního ohřevu je použit mikroprocesor řady STM32F334. Mikroprocesor byl zvolen na základě počtu využitelných periférií pro účely indukčního ohřevu, čímž se eliminuje složitost a počet prvků v zařízení. Obsahuje 32 bitové jádro Arm Cortex-M4.

Procesor STM32F334 obsahuje např.:

- 2 ADC převodníky s 21 kanály a rozlišením 12 bitů
- 3 DAC převodníky
- 3 komparátory (ultrafast, rail-to-rail)
- 1 operační zesilovač
- 10 kanálový HRTimer
- 8 Timerů s rozlišením až 32 bitů (včetně analog watchdog)

Pro návrh a rozložení pinů na desce byl využit program STM32CubeMX. Použitý je procesor v pouzdře s 48 piny označený STM32F334C8 LQFP48. Rozměry jádra jsou 7 x 7 mm. Rozteč pinů je 0,5 mm.

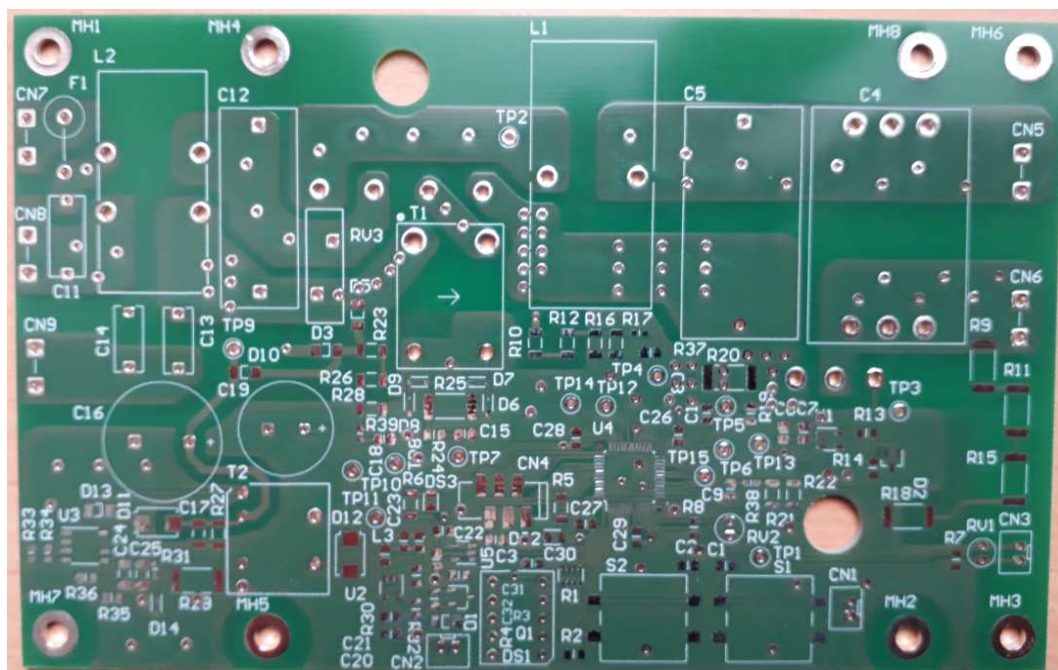
## 6.6 Návrh plošného spoje

Plošný spoj byl navrhován v programu Altium. Deska plošného spoje má délku 145 mm a šířku 100 mm. Rozměry byly voleny tak, aby bylo možné desku umístit do hotového plechového šasi. Na spodní straně plošného spoje je umístěný odsazený hliníkový žebrový chladič o rozměrech 100 x 90 mm. Na spodní stěně šasi je umístěný ventilátor o výkonu 2 W s napájecím napětím 12 V, který ofukuje hliníkový chladič. Použitý model chladiče spolu s ventilátorem je schopen odvádět tepelné ztráty až o výkonu cca 100 W. Na chladiči bude upevněn IGBT tranzistor spolu s usměrňovacím mostem.

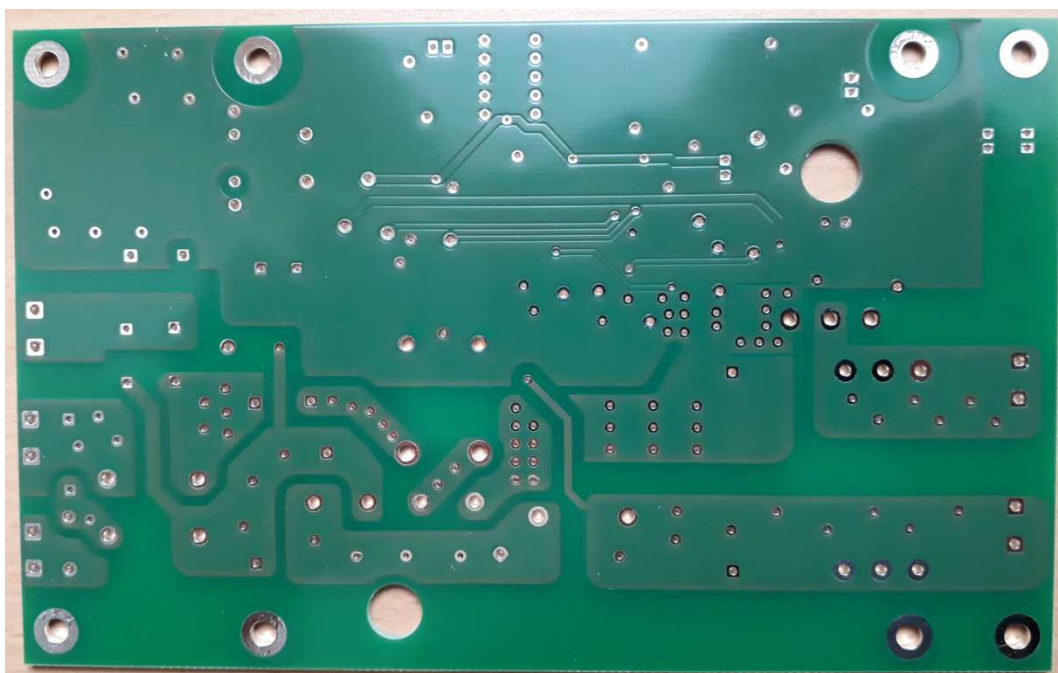
Plošný spoj byl navržen jako dvouvrstvý. Tloušťka měděné vrstvy je z obou stran 35  $\mu\text{m}$ . Tloušťka izolačního materiálu je 1,5 mm. Z důvodu přítomnosti chladiče na spodní straně desky jsou všechny součástky umístěny na horní straně a spodní vrstva mědi je využita jen pro vedení spojů. Na plošném spoji jsou použity smd součástky s velikostmi pouzder 0603, 0805, 1206 a 2512.

Aby bylo dosaženo co největší šířky spoje, jsou všechny spoje vedoucí vyšší hodnoty proudu vedeny paralelně na obou stranách desky a v průběhu své dráhy jsou propojeny několika prokovenými spoji.

Minimální šířky spojů byly dimenzovány podle Obr. 6.4. Velikosti vyskytujících se proudů jsou popsány v kapitole 6.1 Dimenzování obvodu. Skutečné šířky spojů jsou vždy s rezervou větší.



Obr. 6.10 Přední strana navrženého plošného spoje



Obr. 6.11 Zadní strana navrženého plošného spoje

## 7 POPIS ŘÍZENÍ KVAZIREZONANČNÍHO OBVODU

Řízení zdroje je plně digitální s využitím mikroprocesoru. Princip řízení vychází z kapitoly 4.1 Rozbor kvazirezonančního obvodu.

Při sepnutí tranzistoru začne rezonanční cívkou protékat proud. Jeho velikost lineárně narůstá. Velikost proudu lze vypočítat rovnicí odvozenou ze rovnice (7.1) pro napětí na cívce.

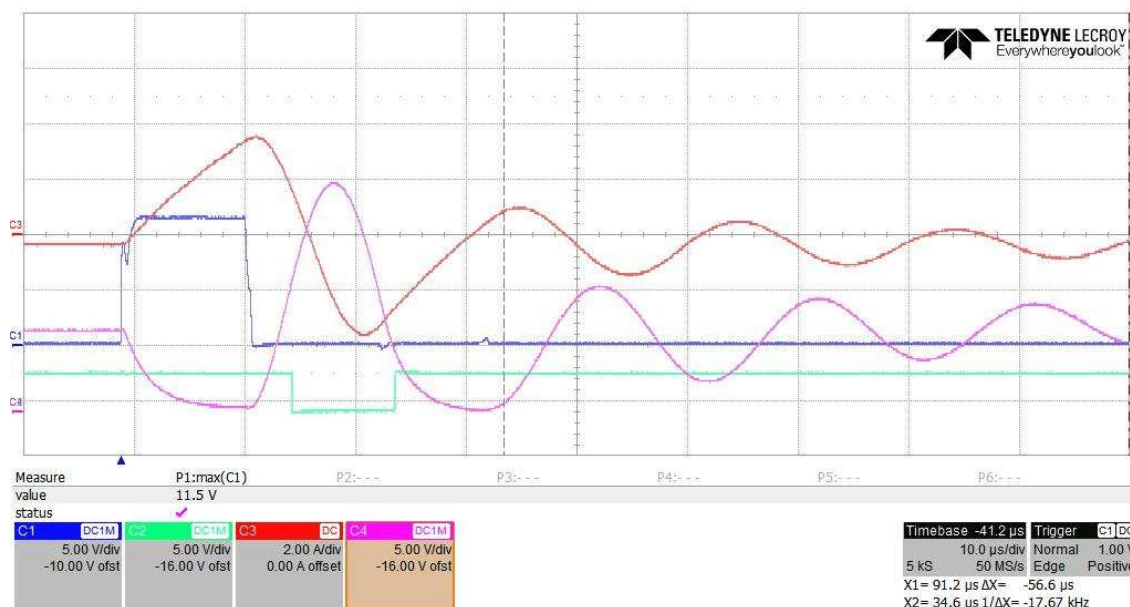
$$u_L(t) = L \frac{di}{dt} \quad (7.1)$$

Proud v cívce je dán rovnicí (7.2).

$$i_L(t) = \frac{u}{L} \cdot t \quad (7.2)$$

Je zřejmé, že pro dosažení požadované velikosti proudu je potřeba řídit dobu sepnutí tranzistoru, protože indukčnost cívky i napájecí napětí jsou v tu chvíli neměnné. Z kapitoly 4.1 Rozbor kvazirezonančního obvodu víme, že při vypnutí tranzistoru začne probíhat vlastní rezonance a napětí na svorkách rezonančního obvodu roste, dokud proud v rezonanční cívce nedosáhne nulové hodnoty. Potom začne napětí klesat a proud začíná téct opačným směrem. Průběh napětí má tvar sinusové půlvlny. Jeho velikost je dána množstvím energie, které do kondenzátoru přeteklo z cívky. Jakmile proud cívky dosáhne maximální záporné hodnoty, napětí na svorkách cívky má nejnižší dosažitelnou hodnotu, což je při netlumeném kmitání záporná hodnota napětí, ke kterému byla cívka před rezonancí připojena. Všechna energie, která přetekla z cívky do kondenzátoru, z něj opačným směrem vytekla. Nejsou-li rezonanční kmitky tlumeny, hodnota kolektorového napětí na konci rezonance dosáhne nulové hodnoty. V ideálním případě by proběhl start nové periody za podmínky ZVS – spínání za nulového napětí. Tato doba by byla snadno detekována např. měřením napětí na kolektoru a jeho porovnáváním komparátorem. Průběh napětí na kolektoru tranzistoru lze vidět na Obr. 7.1 jako výstup kanálu C4, je zobrazen fialovou barvou. Proud rezonanční cívkou je na kanále C3. Kanál C1 měří napětí na hradle tranzistoru. Průběh napětí na komparátoru porovnávajícího napětí na svorkách rezonančního obvodu je na kanále C2. Důležité nejsou velikosti veličin, ale jejich průběhy. Průběhy jsou získány z testovacího měření na realizovaném zdroji při stejnosměrném napájecím napětí 30 V.

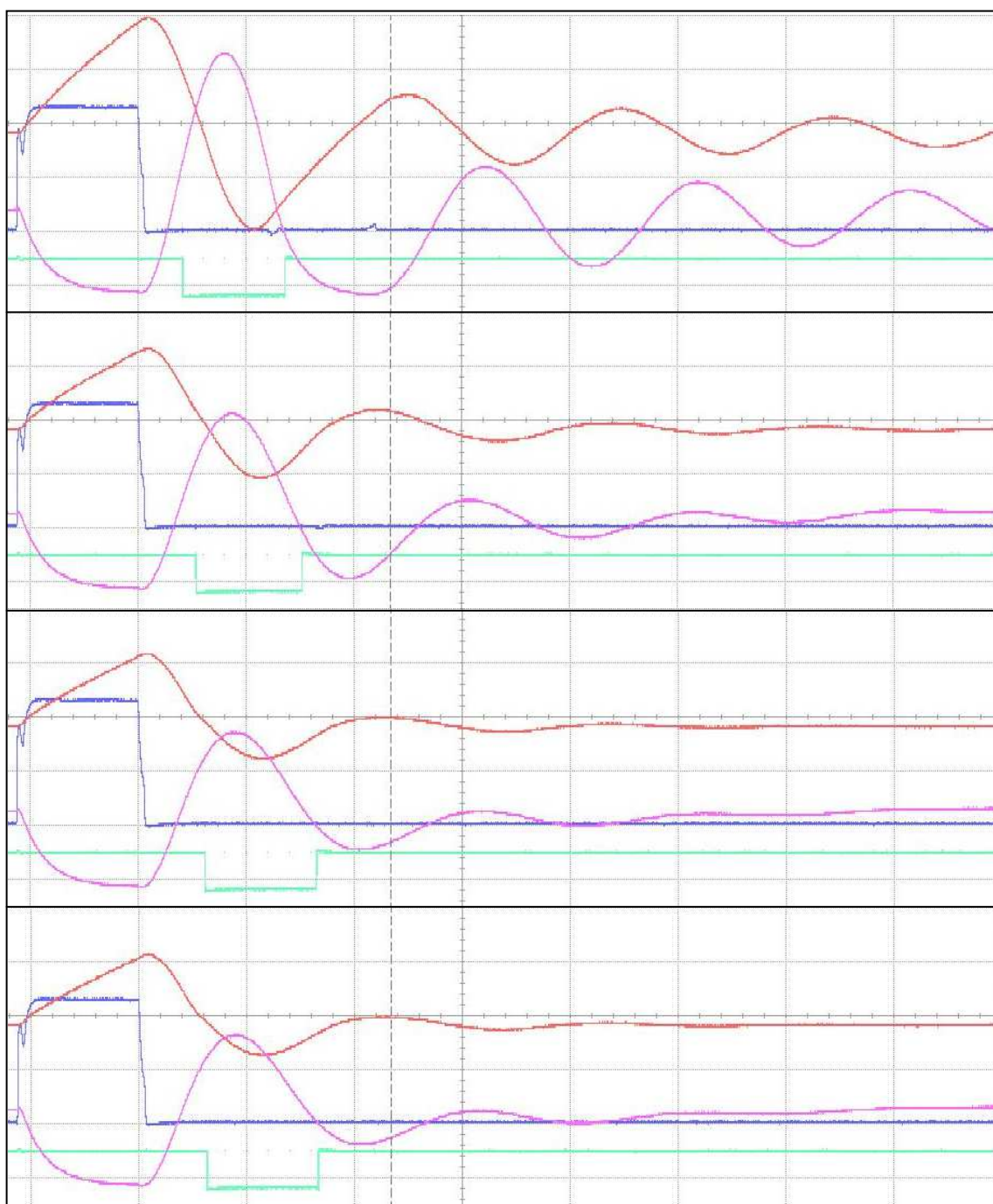
Je nutné mít na zřeteli, že měření probíhalo s nezatíženou rezonanční cívkou a jedná se proto o průběhy „naprázdno“. Kmitání je z pohledu jedné pracovní periody netlumené. Nejvíce nás zajímá průběh napětí na kolektoru tranzistoru (fialová barva). Lze si všimnout, že ke konci rezonance dosahuje napětí nulové hodnoty, stejně jako před začátkem rezonance.



**Obr. 7.1 Průběh napětí a proudu v kvazirezonančním obvodu**

Pokud dojde k zatížení rezonanční cívky, což je předpokládaný pracovní režim, je kmitání výrazně tlumeno a mění se průběh napětí na kolektoru a proudu cívkou. Pro zřetelnost jsou na Obr. 7.2 zobrazeny 4 naměřené průběhy s různým zatížením cívky. Horní obrázek zobrazuje průběh bez zatížení (obdoba Obr. 7.1), na druhém obrázku je slabě zatížená cívka, 3. obrázek zobrazuje více zatíženou cívku (potenciální pracovní režim), na posledním obrázku je cívka dokonale zatížená (ideální pracovní režim). Vsázka je vyrobena z ušlechtilé oceli. Při srovnání všech 4 průběhů si lze všimnout, jak se mění průběh napětí na kolektoru tranzistoru se zatížením. Je-li cívka zatížená, napětí na kolektoru nikdy nedosáhne nulové hodnoty. Dosáhne pouze hodnoty o něco málo menší, než je vstupní napájecí napětí, resp. napětí na levé svorce rezonančního obvodu. Napětí na rezonanční cívce je v tuto chvíli záporné. Propad napětí je závislý především na zatížení cívky. Při běžném chodu se bude zatížení měnit, proto je potřeba počítat s tím, že se nejnižší vyskytující se hodnota napětí na kolektoru bude v rozsahu nuly až maximální hodnoty napájecího napětí.





**Obr. 7.2 Průběh napětí a proudu v kvazirezonančním obvodu s různým zatížením**

Z obrázků vyplývá, že napětí na rezonančním obvodu se zatížením dosahuje různých záporných hodnot. Absolutní záporná hodnota napětí závisí na zatížení a také na napájecím napětí. Protože se budou obě proměnné během provozu měnit, je nutno detekovat nulové napětí na rezonančním obvodu. I při zatížení, jak lze vidět na obrázku, můžeme očekávat mírně záporné napětí, nelze ale spoléhat na

jeho velikost. Víme však, že své nejnižší hodnoty dosahuje vždy pevnou dobu po dosažení nuly.

Pro řízení kvazirezonančního obvodu je nutné správně určit dobu sepnutí tranzistoru. Frekvence spínání je daná vlastnostmi obvodu a nelze ji nějak upravovat. Ačkoliv je řízení tranzistoru totožné s řízením PWM, jako obsluha můžeme řídit pouze velikost střídý, ne frekvenci. Kdyby byl zdroj napájen konstantním napětím a měl stálou zátěž, dosahoval by proud v každé periodě stejné velikosti. Doba sepnutí by pak mohla být definována 2 komparátory, první detekuje konec rezonance - sepnutí tranzistoru, a druhý detekuje dosažení požadované velikosti proudu - vypnutí tranzistoru.

## 7.1 Nastavení ochran

Aby bylo zařízení spolehlivé, je potřeba do obvodu zavést několik ochran zabráňujících zničení zařízení během běžného provozu i během poruchy. Mimo poruchové stavy mohou nastat 2 zcela běžné situace, jejichž ignorace by vedla ke zničení obvodu.

Prvním stěžejním okamžikem je rezonance, kdy napětí na svorkách obvodu roste nad očekávanou mez. Toto napětí se objeví na kolektoru tranzistoru a ten musí odolat. V podobných zařízeních se běžně na kolektoru vyskytuje napětí až 1200 V. Použitý tranzistor má průrazné napětí 1600 V. Jak bylo popsáno v kapitole 4.1 Rozbor kvazirezonančního obvodu, podle rovnice (4.3) víme, že velikost napětí závisí na energii, která do kondenzátoru přeteče z cívky. Energie cívky je dána rovnicí (4.1). Proud i indukčnost mohou vlivem rychlé změny zátěže narůst do vyšších hodnot. Energie uložená v cívce naroste a při rezonanci se objeví na kolektoru vyšší napětí, než je výdržné napětí tranzistoru.

Jeden z možného způsobu ochrany je měření napětí na kolektoru tranzistoru a při určité hodnotě, např. 1550 V sepnout tranzistor na krátký okamžik. Bude přerušena rezonance, napětí bude staženo na nulovou hodnotu a proud začne protékat tranzistorem. Po tomto zásahu je nutné odložit start další periody. Tato situace běžně nastává při chodu bez zátěže.

Druhá nežádoucí situace je výskyt nadproudu v obvodu, který by mohl tepelně zničit tranzistor nebo jiné komponenty zařízení. Nadproud v obvodu může nastat při zkratu, např. mechanický zkrat na svorkách, nebo proražení izolace v cívce. Odpadnutí zátěže nebo její rychlá změna rovněž způsobí nárůst proudu. Nejjednodušší způsob ochrany proti nadproudu je použití bočníku a měření napětí na něm. Při výskytu vysokého proudu je nutné tranzistor vypnout. Tím se obvykle jen zkrátí jeho standardní doba sepnutí. Ideální je zkrátit dobu sepnutí i pro další periody. Po zásahu nadproudové ochrany nastává rezonance a zařízení může dál pracovat.

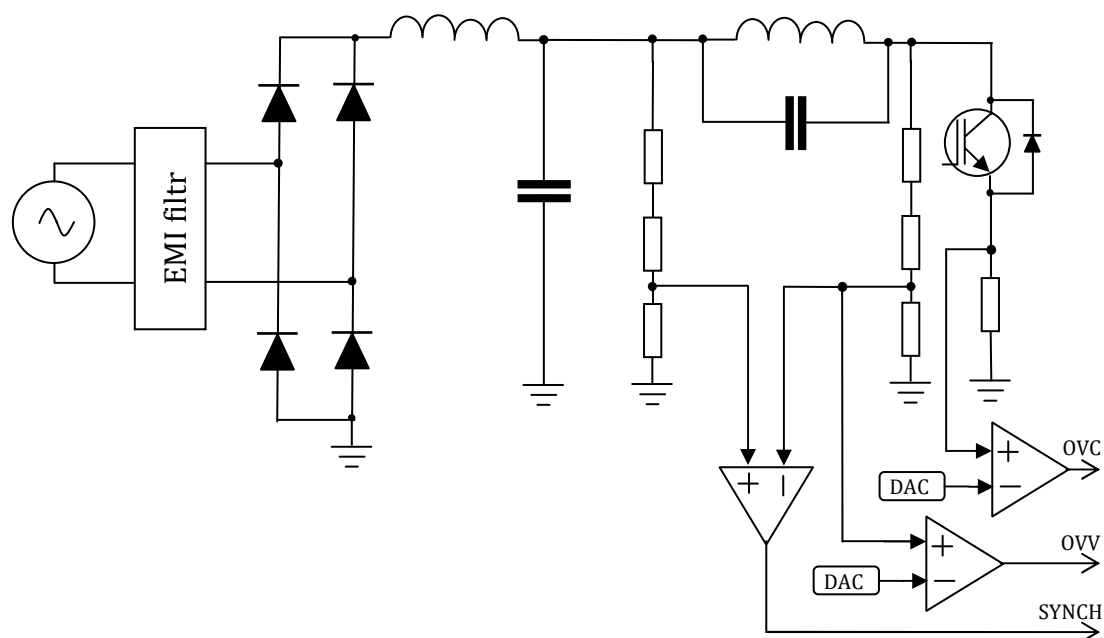
Z rozboru plyne, že nadproudová ochrana musí reagovat pouze vypnutím tranzistoru, přepětová ochrana musí tranzistor pouze na chvíli sepnout. Svým způsobem nadproud nemůže nikdy nastat při vypnutém tranzistoru a přepětí nikdy nenastane při sepnutém tranzistoru. Pro další popis budou ochrany označovány zkratkami OVC a OVV (OverCurrent a OverVoltage).

## 7.2 Nastavení řízení

Na Obr. 7.3 je zobrazeno zjednodušené schéma obvodu s měření všech potřebných napětí a proudu pro řízení a ochrany za použití digitálního řízení procesorem. Výstup komparátoru označený SYNCH označuje synchronizační signál, který způsobuje sepnutí tranzistoru. Značí dosažení nulového napětí na svorkách rezonančního obvodu.

Všechny 3 použité komparátory jsou komparátory implementované v mikroprocesoru, obdobně jako digitálně analogové převodníky. Komparátory jsou hardwarově zavedeny na vstup hlavního čítače.

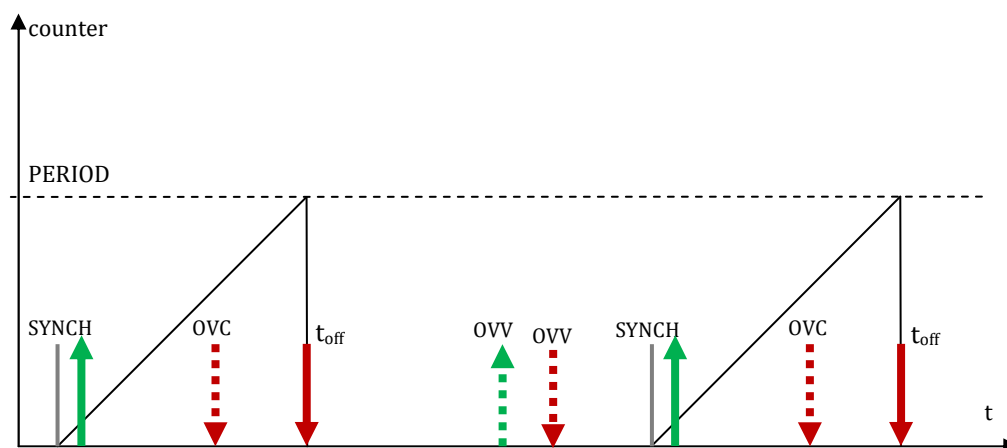
Synchronizační signál resetuje 1. čítač a ten při nastavené hodnotě sepne tranzistor. Pro dosažení spínání za nižšího napětí je sepnutí tranzistoru záměrně opožděno od resetu čítače. Dosažením nastavené periody čítače se tranzistor vypne a čítač se zastaví, znovu je resetován až novým synchronizačním signálem.



Obr. 7.3 Schéma znázorňující řízení obvodu

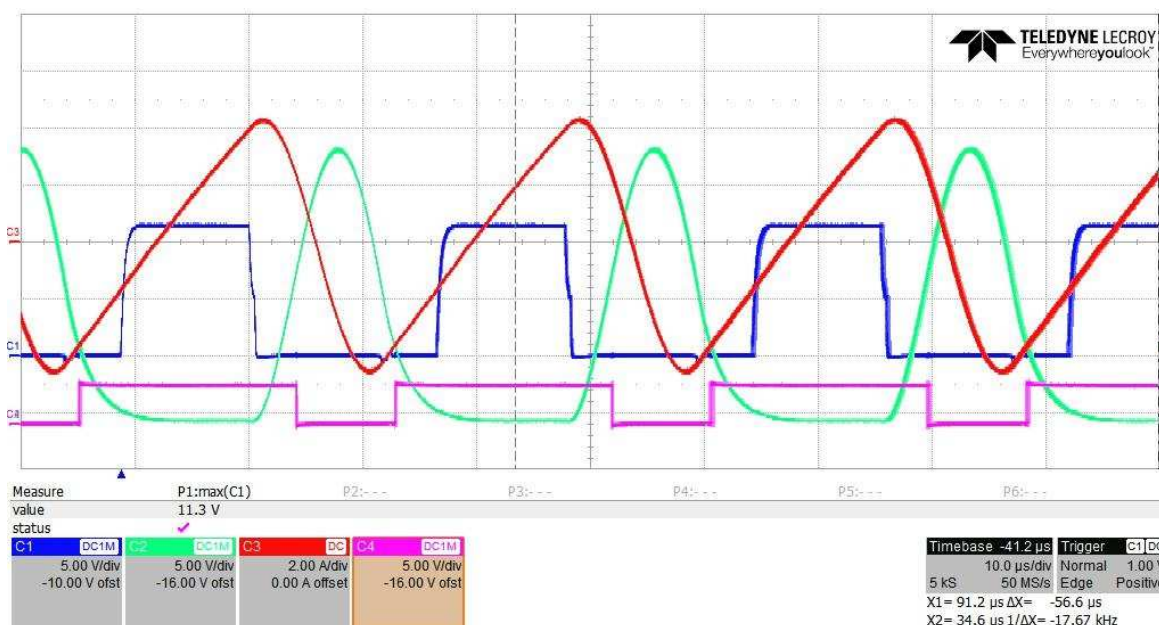
Použití komparátoru pro řízení bylo zvoleno hlavně pro rychlost řízení a ochran. Komparátory jsou v procesoru realizovány hardwarově, a proto není chod obvodu a ochran omežován rychlostí programu. Tento způsob řízení ignoruje chyby v programu nebo případné zastavení hlavní smyčky. Pro snadné nastavování ochran jsou invertující vstupy komparátoru připojeny na digitálně analogové převodníky, aby mohly být limity nadproudu a přepětí snadno měněny softwarově během oživování a testování zařízení. Zapojení navíc přináší úsporu součástek.

Obr. 7.4 zobrazuje časový průběh dvou pracovních period, na kterém je zobrazena možná posloupnost signálů k zapnutí tranzistoru (zelená šipka nahoru) nebo vypnutí tranzistoru (červená šipka dolů). Čárkovanou čarou jsou zakresleny signály z ochran, které mohou nastat jen v případě jejich vybavení. Plnou čarou jsou zakresleny šipky běžného pracovního cyklu, které nastávají v každé periodě. Okamžik dosažení periody čítače je označen  $t_{off}$  – čas vypnutí tranzistoru.

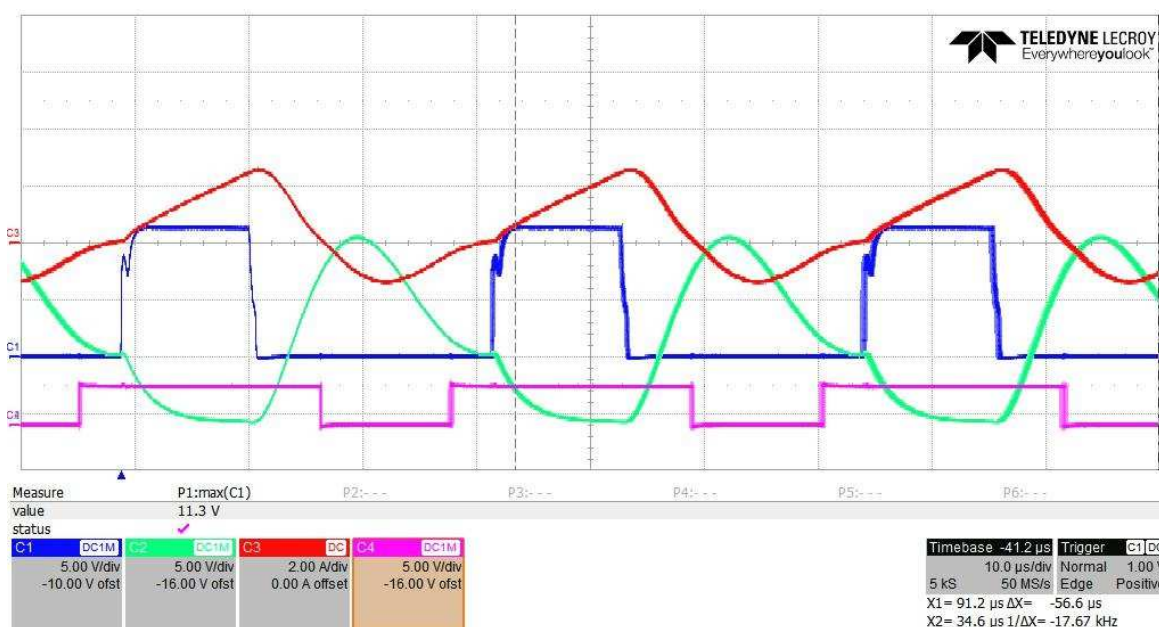


Obr. 7.4 Časová posloupnost řídicích signálů

Následující obrázky zobrazují naměřené průběhy při stabilním chodu zařízení. Během provozu byl použit zmíněný algoritmus řízení. Obr. 7.5 ukazuje průběh napětí a proudu v obvodu, kdy není zatížena rezonanční cívka. Napájecí napětí je 30 V DC. Kanál C3 měří proud rezonanční cívky, kanál C2 napětí na kolektoru tranzistoru. Napětí na hradle tranzistoru je měřeno kanálem C1, kanálem C4 výstup komparátoru porovnávající napětí na svorkách rezonančního obvodu. Obr. 7.6 označuje totožnou situaci, ale se zatíženou rezonanční cívkou.



Obr. 7.5 Průběhy napětí a proudu nezatíženého obvodu při napájecím napětí 30 V

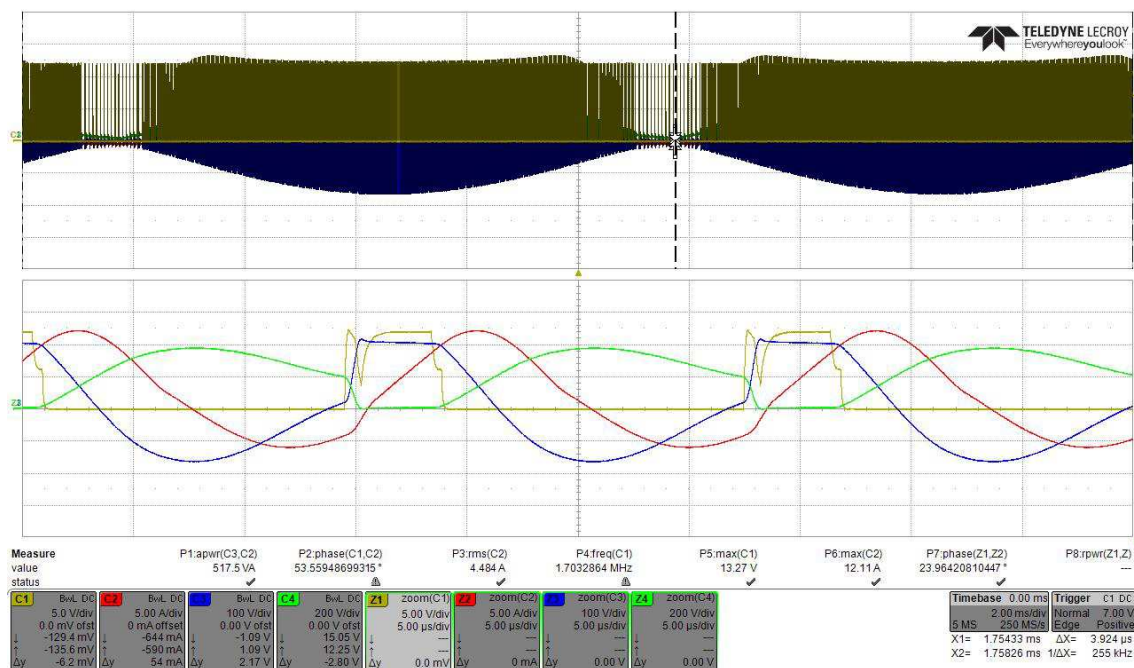


Obr. 7.6 Průběhy napětí a proudu zatíženého obvodu při napájecím napětí 30 V

Všechny signály připojené k procesoru mohou dosahovat maximální možné hodnoty 3,3 V. Rezistorové děliče mají poměrně velký dělicí poměr a při nízkých hodnotách vstupního napětí, např. pod 25 V jsou hodnoty na jejich výstupech v řádech milivoltů. Velmi malé rozdíly napětí způsobují nestabilní chování synchronizačního komparátoru.

Při nízkých hodnotách vstupního napětí nepřichází nový synchronizační pulz, není znova sepnut tranzistor, a kmitání obvodu se zastaví. Tato situace nastává každých 10 milisekund, kdy vstupní usměrněné napětí prochází nulou, resp. kdy poklesne pod hodnotu cca 25 V. Z tohoto důvodu byl do řízení zaveden tzv. obnovovací impuls, který přichází vždy po čase zhruba 2 period od posledního vypnutí tranzistoru. Každé vypnutí tranzistoru tento čítač resetuje. V případě, že nedojde k dalšímu sepnutí, časovač není resetován a napočítá do své periody. Dosažením periody generuje reset hlavního čítače, tím nahradí synchronizační impuls. Jakmile napájecí napětí opět vyroste na hodnotu přibližně 25 V, nejbližší obnovovací impuls rozběhne „samokmitání“ obvodu.

Chování obnovovacího pulzu je zřetelné z Obr. 7.7, kdy byl zdroj napájen z oddělovacího zdroje střídavým napětím 150 V se síťovou frekvencí. Žlutý průběh kanálu C1 v grafu zobrazuje napětí na hradle tranzistoru. Je vidět vysoká intenzita pulsu při středu periody napájecího napětí. Na okrajích je intenzita menší, v těchto pásmech jsou generovány obnovovací impulsy s frekvencí nižší, než je rezonanční frekvence obvodu.



Obr. 7.7 Záznam z testovacího měření při napětí 150 V

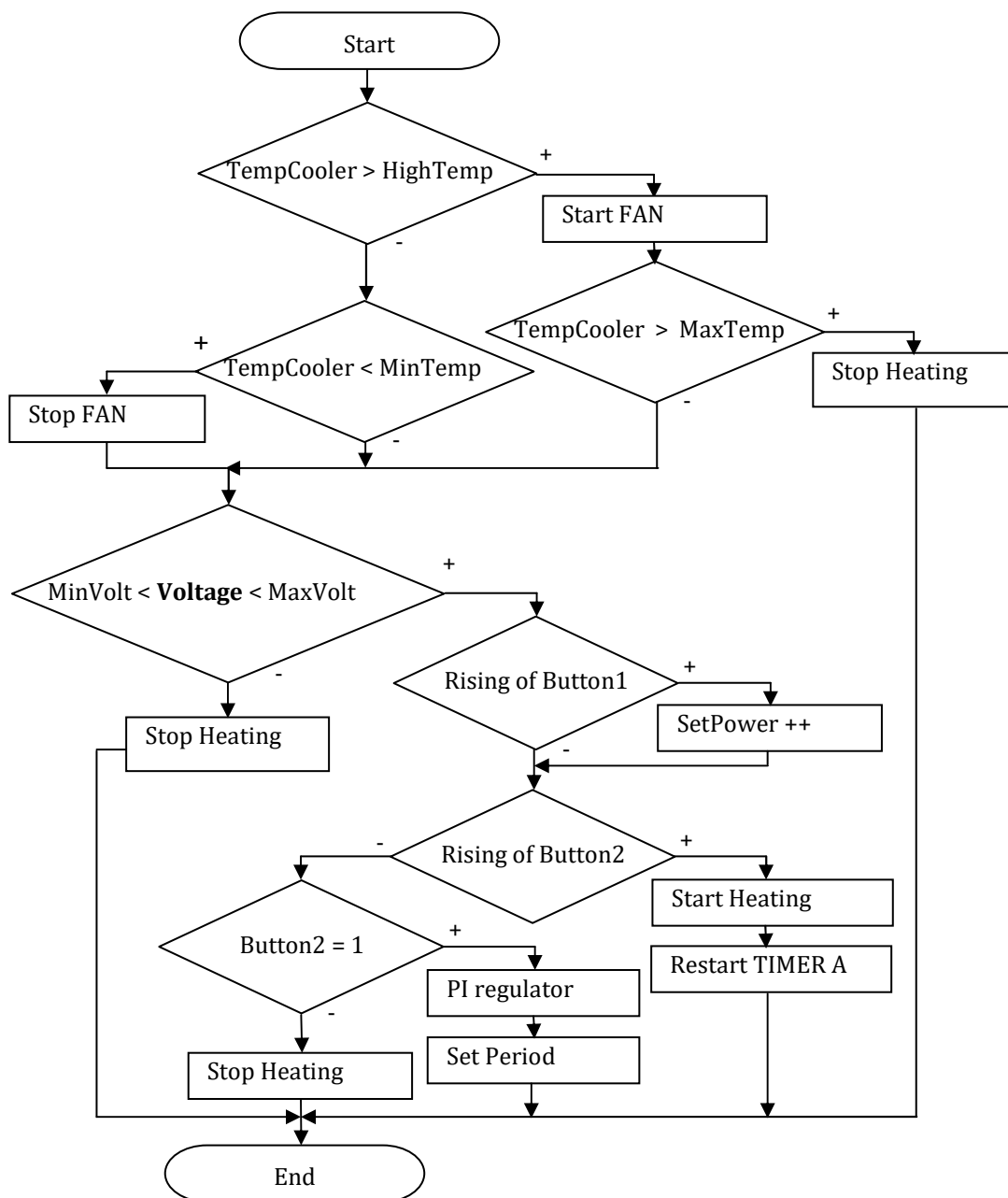
## 7.3 Regulace výkonu

Pro regulaci výkonu je použita softwarová funkce PID regulátoru. Skutečný výkon, který způsobuje indukční ohřev je počítán ze vstupního napětí a vstupního proudu. Proud je měřen proudovým transformátorem. Napětí je měřeno pomocí rezistorového děliče. Napětí z děliče i z proudového transformátoru jsou vzorkovány a z výsledku je získána střední hodnota měřené veličiny. S převodní konstantou pro efektivní hodnotu a konstantou pro rozsah ADC převodníku je počítána reálná hodnota napětí a proudu. Jejich součin dává informaci o skutečném okamžitém výkonu. Chyba neboli odchylka je pro účely PID regulátoru vypočtena z rozdílu požadovaného a skutečného výkonu. Žádaný výkon je volen obsluhou v 5 krocích po 20% z hodnoty maximálního výkonu. Výstupem regulátoru je doba sepnutí tranzistoru, resp. perioda čítače způsobujícího vypnutí tranzistoru. Hodnota periody je navíc omezena spodní a horní hranicí. Smyslem regulátoru je omezovat výkon ohřevu a vykrývat výchylky způsobené špatnou vazbou vsázky s rezonanční cívkou. Vazbu může narušovat nechtěný vzájemný pohyb nebo špatný tvar vsázky. Výpočet nové hodnoty periody PID regulátorem probíhá v každé smyčce hlavního programu.

## 7.4 Smyčka hlavního programu

Ve smyčce hlavního programu dochází k cyklickému vyhodnocování teploty chladiče (a v budoucnu i cívky). Při překročení limitu je spuštěn chladicí ventilátor. Dále je hlídána hodnota napětí, které má horní i dolní hranici. Spodní hranice zabraňuje ztrátě napájení mikroprocesoru. Horní hranice omezuje namáhání obvodu napětím a proudy. Při překročení limitů je ohřev zastaven. Součástí smyčky je také čtení stavu tlačítek pro volbu výkonu a řízení ohřevu a zobrazování nastavení led diodami. V každé smyčce probíhá také výpočet regulátoru výkonu, viz předchozí kapitola. Vývojový diagram hlavní smyčky programu je na Obr. 7.8.

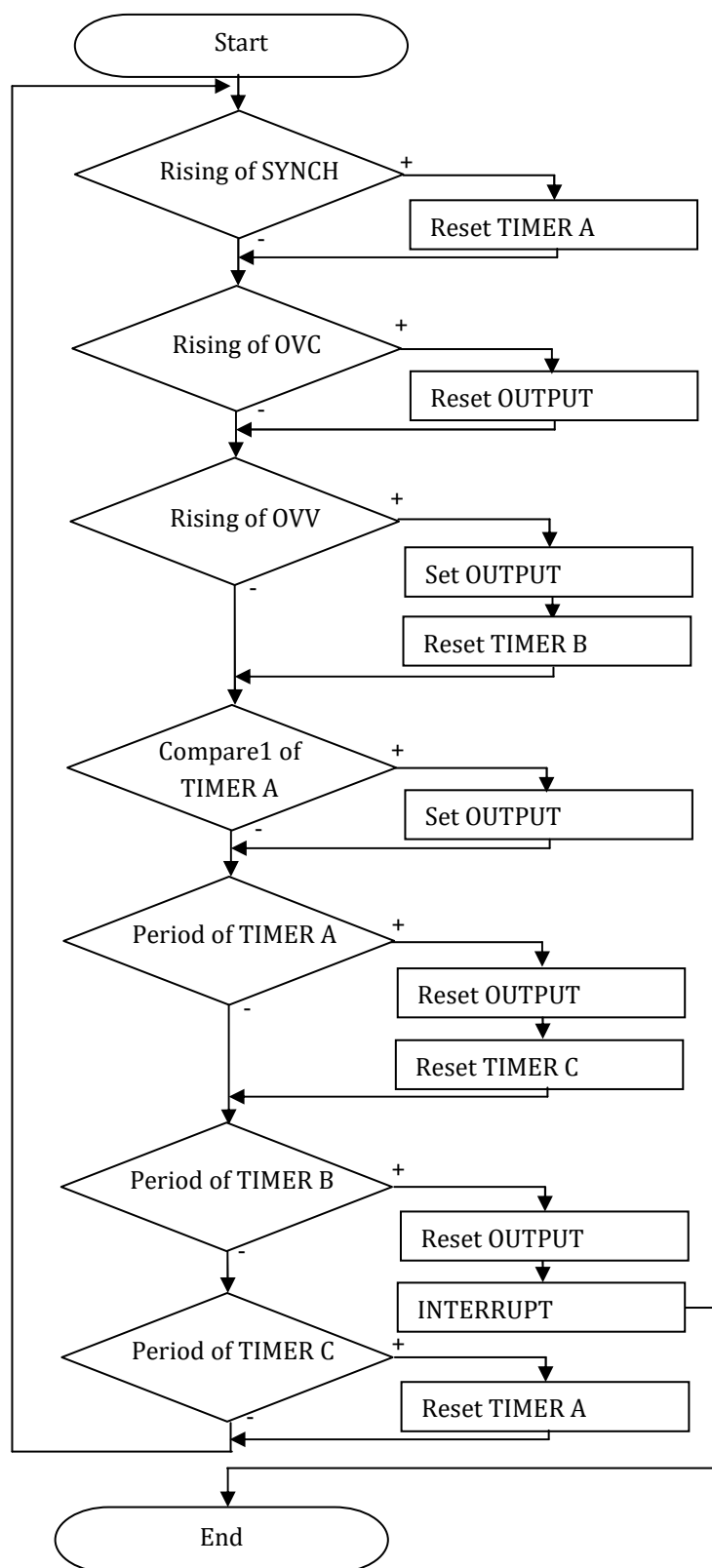




Obr. 7.8 Vývojový diagram hlavní smyčky programu

Na následujícím obrázku Obr. 7.9 je vývojový diagram řízení tranzistoru. Ve skutečnosti se však nejedná o nekonečnou běžící smyčku programu. Aby byl chod řízení srovnatelný se smyčkou vývojového diagramu, musela by být smyčka nekonečně rychlá. Vývojový diagram slouží pouze pro představu, jak reaguje procesor na určité události. Priorita synchronních události je daná nastavením procesoru.





Obr. 7.9 Vývojový diagram řízení tranzistoru

## 8 OŽIVENÍ A OVĚŘENÍ PARAMETRŮ REALIZOVANÉHO PROTOTYPU

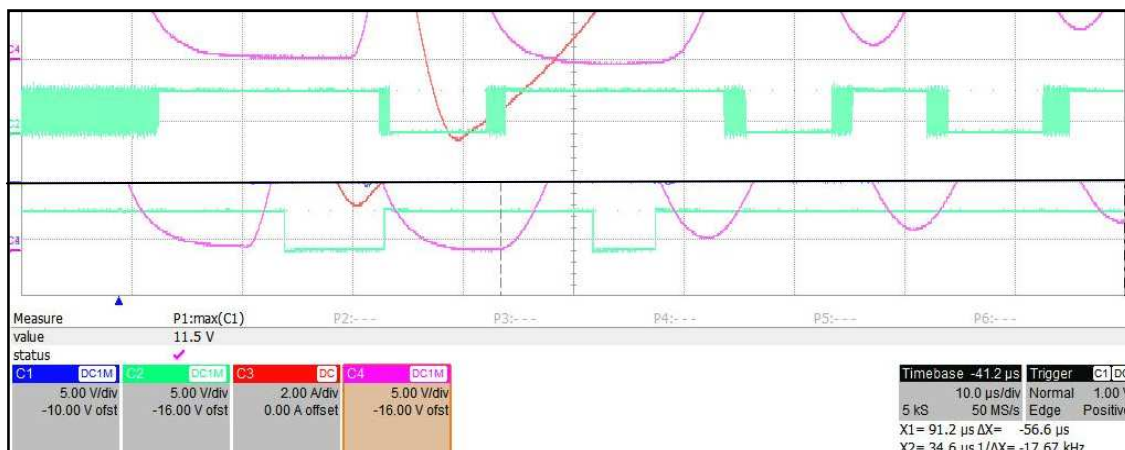
Během ručního osazování plošného spoje byly průběžně oživovány jednotlivé funkční celky a proběhla kontrola jejich činností. Jako první byl testován procesor, kontrolovala se správná funkce napájení, funkčnost pinů a komunikace s připojeným PC. Dále byly osazeny napájecí zdroje, zbylé smd součástky jako napěťové děliče, filtry, diody atd. V poslední fázi byl realizován EMI filtr a chladič s tranzistorem a usměrňovacím mostem.

Během oživování bylo zjištěno, že použitý 12 V zdroj nefungoval správně. Špatně použitý zdroj měl nespolehlivý chod při nezatíženém stavu. Problémy byly také s rozběhem, když byla spotřeba celků napájených 12 V malá. Problém byl vyřešen náhradou zdroje za hotový spínaný zdroj od firmy Meanwell. Svými rozměry je téměř totožný s původním layoutem zdroje, a proto je umístěn na plošném spoji v místě původního zdroje. Spínaný zdroj určený k vývodovému připojení je připojen pomocí vodičů ze svorek usměrňovacího mostu. Výstup je připojen na 12 V sběrnici původního zdroje. Zdroj je schopen pracovat od napětí 100 V, v reálném provozu se potvrdil spolehlivý chod již při 80 V na napájecích svorkách. Svým pracovním rozsahem a výkonem je výhodnější. Jeho pořizovací cena je zhruba 3 krát větší než cena materiálu zdroje od firmy Dawell CZ s.r.o.

Mezi další dodatečné úpravy patří také záměna proudového transformátoru měřící vstupní proud zařízení. Původní nevhodně zvolený transformátor Coilcraft CS4200V-01L byl nahrazen průvlekovým transformátorem proudu Talema s převodem 1000:1.

Pro lepší funkčnost zařízení byla hardwarově zavedena dodatečná hystereze komparátoru porovnávající napětí na svorkách rezonančního obvodu. Bez hystereze bylo chování komparátoru nespolehlivé, protože zejména při nízkých hodnotách napájecího napětí byla na jeho svorkách napětí s rozdílem v řádech milivoltů. Hystereze nebyla nahraditelná ani softwarovým filtrováním výstupního signálu. Neinvertující vstup komparátoru byl propojen s jeho výstupem rezistorem s hodnotou 100 k $\Omega$ .

Obr. 8.1 ukazuje srovnání výstupu komparátoru bez použití a s použitím hystereze. Výstup je na kanále C2 označen světle modrou barvou. Na horním obrázku hystereze není. V době neseprnutého tranzistoru na začátku záznamu je v porovnání se spodním obrázkem (použití hystereze) výstup nejednoznačný. Každé další přechody z jednoho stavu do druhého jsou určitou dobu nestabilní. Hystereze sice snížila citlivost komparátoru při nízkých hodnotách napětí, ale na chod zařízení má příznivý vliv. Každý záznam má jinou rezonanční frekvenci.



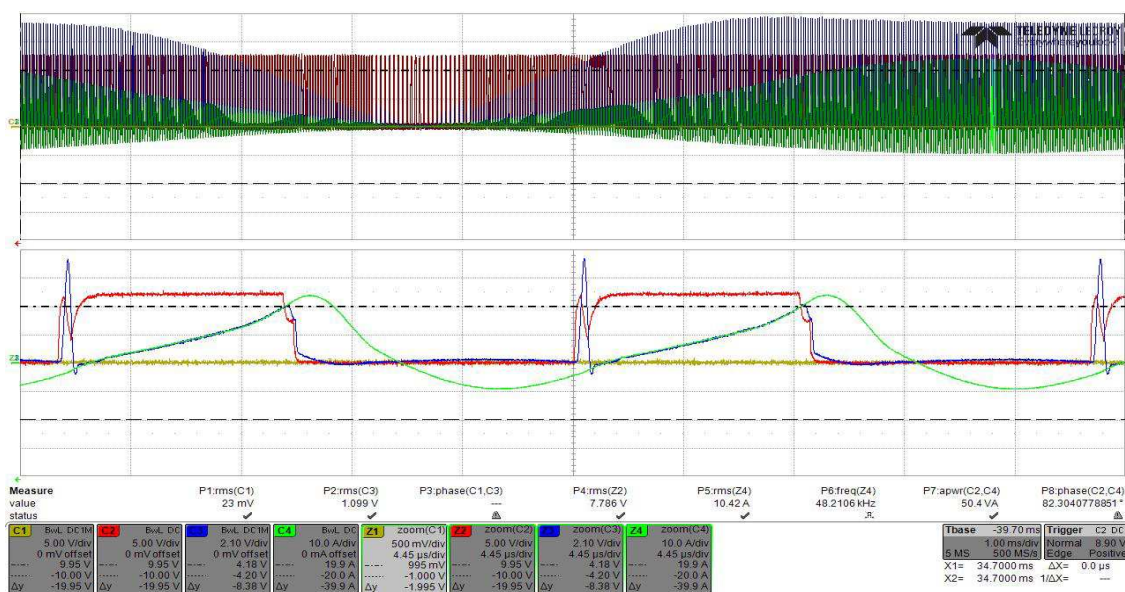
Obr. 8.1 Výstup komparátoru bez a s použitím hystereze

## 8.1 Problematika nadproudové ochrany

Prvotní testování zařízení (kontrola průběhů veličin, výstupů komparátorů atd.) probíhalo při napájecím napětí 30 V DC z laboratorního zdroje. Už při této nízké hodnotě napětí byly zjištěny špatné funkce nadproudové a přepětové ochrany. Snímání proudu tranzistorem pomocí bočníku má na výstupu velmi malou hodnotu napětí. Signál je velmi náchylný na okolní rušení. Mírné zlepšení přineslo správné naladění výstupního RC filtru. Šumem byla ale zarušena i cesta od filtru do mikroprocesoru. Nezbytná softwarová filtrace signálu vnáší do funkce ochrany zpoždění. Spínání navíc doprovází další nepříjemný fakt a to je proud rezonančním kondenzátorem při sepnutí tranzistoru. Kondenzátor je v okamžiku sepnutí připojen k nenulovému napětí a začne jím protékat proud. Nabíjení způsobuje proudovou špici, která trvá velmi krátký okamžik, avšak dosahuje vysokých hodnot. Špičková hodnota proudu až několikanásobně překračuje hodnotu proudu, na kterou je nastavena nadproudová ochrana. Tento fakt nás nutí vždy při sepnutí tranzistoru ignorovat signál nadproudové ochrany pomocí funkce blanking, tzv. vyprázdnění. Doba trvání blankingu je potřeba volit jako kompromis. Vyřazení nadproudové ochrany by mohlo v případě skutečné poruchy, např. zkratu, způsobit chvilkové namáhání s destruktivními účinky. Doba trvání blankingu musí být proto co nejmenší, aby byla případná porucha včas detekována a byl přerušen nebo omezen chod zařízení.

## 8.2 Problematika zapínacích dějů

Pomocí dotykové sondy I-probe 520 pro měření proudů v plošných spojkách byl změřen proud tekoucí kolektorem tranzistoru. Detail zapínání tranzistoru je zobrazen na Obr. 8.2. Kanálem C2 je měřeno napětí na hradle tranzistoru. Proud rezonanční cívky měří kanál C4 a proud kolektorem tranzistoru kanál C3. V době vedení tranzistoru je proud cívky totožný s proudem kolektoru, proto se v této části proudy překrývají. Na začátku sepnutí se objevuje proudová špice, která je způsobená nabíjením rezonančního kondenzátoru.



Obr. 8.2 Impulsní proud při sepnutí tranzistoru

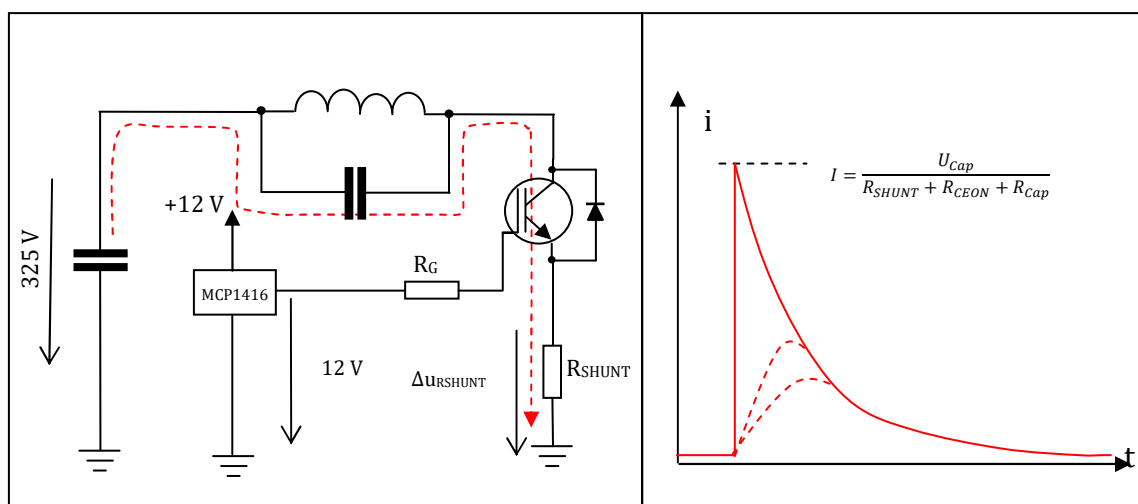
Měření probíhalo při napájecím napětí 150 V. Detail měření je z části vrcholu napájecího napětí. Výrobce sondy garantuje přesnost měření 20 %. Proudový impuls se vyskytoval s nastaveným algoritmem řízení při každém sepnutí tranzistoru. Při chodu se zátěží i bez zátěže. Bylo vysledováno, že velikost impulsu souvisí s velikostí napájecího napětí v době sepnutí tranzistoru.

Nejnepříznivější vliv má proudový impuls při prvním sepnutí tranzistoru na začátku ohřevu. Z filtračního kondenzátoru předtím nebyl odebírán proud, a proto zůstal nabit na špičkovou hodnotu napájecího napětí, tj. 325 V. Tato hodnota napětí se v okamžiku sepnutí vyskytuje i na kolektoru tranzistoru. Kvůli paralelnímu zapojení kondenzátoru s cívkou není možné kondenzátor předem jakkoliv nabít. Problém by nevyřešilo ani spouštění ohřevu v nule napájecího napětí.

Za povšimnutí stojí také tvar napětí na hradle tranzistoru (kanál C2 červená křivka). Namísto chtěného obdélníkového impulsu se objevuje křivka zobrazená v Obr. 8.2. Na začátku spínacího pulzu si lze všimnout chvilkového propadu napětí.

Hloubka propadu roste s napájecím napětím a se zatížením cívky. Propad napětí vysvětluje Obr. 8.3. Přes bočník proteče při sepnutí nabíjecí proud kondenzátoru a ten na něm způsobí napětový úbytek. Velikost úbytku se odečte od výstupního napětí budiče a na hradle tranzistoru je proto vidět pokles napětí. K celkovému úbytku se může přičíst i úbytek na rezistoru  $R_G$ . Pravý obrázek zobrazuje typický průběh proudu při připojení napětí k sériové kombinaci rezistoru a kondenzátoru, průběh je označen plnou čarou. V případě použití na daný obvod by dosahoval špičkový proud velikosti několika kA, protože součet všech odporů, přes které se cesta proudu uzavírá, nepřesahuje desítky mΩ. Maximální velikost proudu je určena pomocí Ohmova zákona velikosti napětí na filtračním kondenzátoru a součtem odporů bočníku, sepnutého tranzistoru a rezonančního kondenzátoru. Prerušovanou čarou je zobrazen reálný průběh, kterého bylo dosaženo. Velikost proudu je omezena pomalou dynamikou tranzistoru. Z obrázku také vyplývá možný způsob omezování proudu. Pomalejším spínáním pomocí menšího proudu (např. zvětšení  $R_G$ ) se bude odpor otevřeného tranzistoru měnit pomalu a nabíjecí proud kondenzátoru bude značně omezen. Tím by bylo možné odstranit proudové špičky a nadproudová ochrana by mohla pracovat v nepřerušovaném režimu. Doba otevírání tranzistoru by ale mohla značně navyšovat zapínací ztráty, takže by oproti původním ztrátám mohly být stejné, nebo dokonce i větší.

Konec napětového pulzu na hradle tranzistoru má zdeformovaný tvar. Sedlo v polovině sestupné hrany je způsobeno Millerovou kapacitou tranzistoru a taky kapacitou hradla. Celková kapacita není konstantní a během vybíjení se nelineárně mění.



Obr. 8.3 Cesta proudu ihned po sepnutí tranzistoru

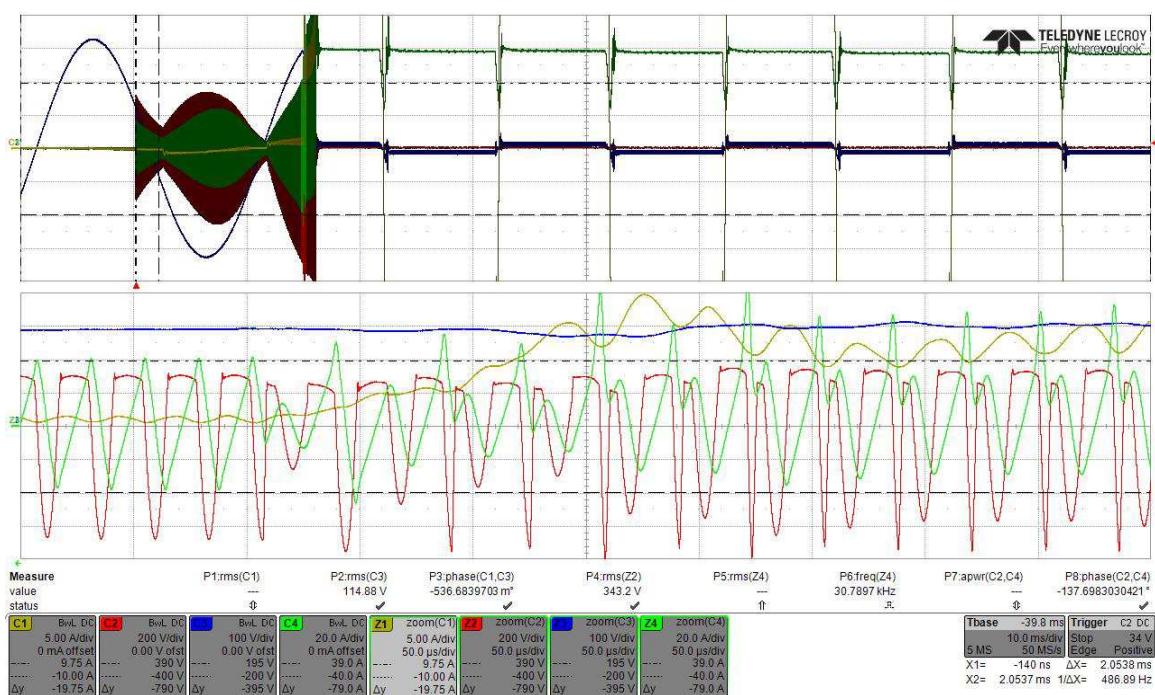
### 8.3 Problematika přepětové ochrany

Značný problém nastal s přepětovou ochranou jedné vývojové verze programu. Jak bylo uvedeno výše, přepětová ochrana v případě nadlimitního napětí na kolektoru tranzistoru způsobí jeho sepnutí na krátkou dobu. Tím je přerušena rezonance, napětí je strženo na nulovou hodnotu. Proud začne opět narůstat jako při standardním sepnutí tranzistoru. Výchozí hodnota proudu však nemusí být nulová. Počáteční hodnota v této periodě je závislá na tom, v jakém okamžiku dojde k vybavení ochrany, resp. při jaké hodnotě proudu je tranzistor sepnut. Z této hodnoty proud začíná narůstat. Při standardní délce pulzu a nenulové počáteční hodnotě může dosahovat vyšších hodnot. I v případě vybavení nadproudové ochrany je další očekávaný průběh rezonance doprovázen přepětím. Změna zatížení cívky je v tak krátkém časovém úseku nemožná a energie uložena v cívce je kvůli vysoké hodnotě proudu velká. Tímto způsobem může dojít k nezastavitelnému cyklu střídavého vybavování ochrany. Jedním z možného způsobu řešení je po 1. prvním vybavení přepětové ochrany počkat, až se kmitání proudu ustálí a dál pokračovat v provozu. Doba kmitání je ale různá a vždy záleží na zatížení cívky. Během doby dokmitávání je očekáván obnovovací pulz, jehož zpracování je složité, protože se jedná o ryze softwarový signál. Funkce blankingu popř. jiného filtrování je možná pouze u analogových signálu vedených na piny mikroprocesoru. Cyklické nestandardní chování obvodu vede k velmi silnému tepelnému namáhání tranzistoru. Častým spínáním se navíc nestíhá dobít filtrační kondenzátor a vstupní proud do zdroje roste. Může dojít k přepálení tavné pojistky nebo vybavení nadproudové ochrany sítě. Záznam měření z popsané situace je na Obr. 8.4. Podle způsobených následků vše nasvědčuje tomu, že došlo k proražení tranzistoru a následným zkratem k vybavení vnějších ochrany. Z naměřeného průběhu lze vidět, jak po každém vybavení přepětové ochrany došlo k normální rezonanci (krátký pulz) a následující další sepnutí tranzistoru na běžnou dobu způsobilo vznik přepětí. Jednalo se o chod bez zatížení, což je poznat i z průběhu proudu rezonančním obvodem. Situace nastala ještě před vrcholem napájecího napětí, je ale nutné podotknout, že nastavena hodnota neinvertujícího vstupu komparátoru byla poloviční, to odpovídá kolektorovému napětí 800 V.

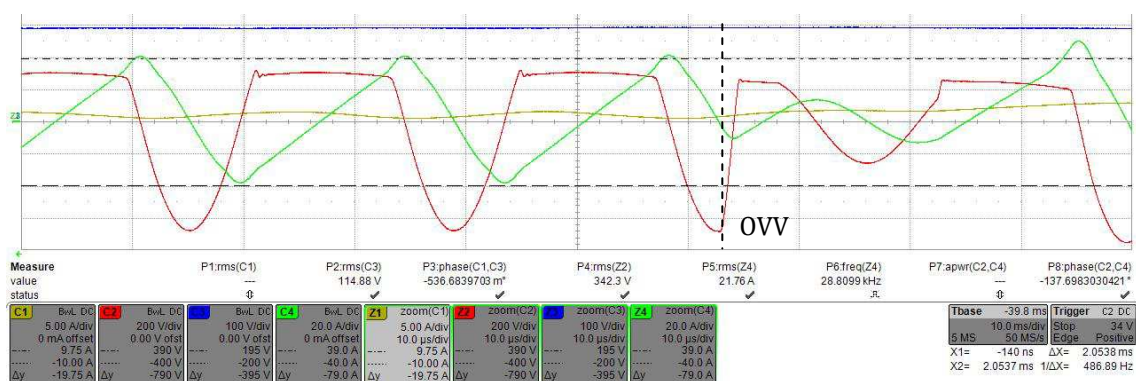
Problém je vyřešen softwarovým přerušením, které je spuštěno na konec krátkého pulzu přepětové ochrany. Přerušení zastaví proces ohřevu. Jeho možné pokračování je až s novým stisknutím tlačítka. Tato uživatelsky méně komfortní varianta bude informovat obsluhu, že je narušena vazba vsázky a cívky a zařízení není schopné dál bezpečně pracovat.



Obr. 8.4 zobrazuje průběh napětí a proudů během vybavení přepětové ochrany. Na kanále C1 je proud vtékající do zdroje. Proud rezonanční cívky je na kanále C4. Napětí na kolektoru tranzistoru měří kanál C2 a kanál C3 měří napájecí napětí. Horní obrázek zobrazuje několik period napájecího napětí. Spodní část zobrazuje několik period rezonančního děje. Obr. 8.5 zobrazuje detail průběhu napětí a proudu při vybavení. Barevné značení je totožné s Obr. 8.4. Doba vybavení přepětové ochrany je v Obr. 8.5 označena přerušovanou čarou.



Obr. 8.4 Průběh napětí a proudů při vybavení přepětové ochrany



Obr. 8.5 Detail průběhu napětí a proudu při vybavení přepětové ochrany

Velikost celkových ztrát na tranzistoru je důležitá pro správný návrh chlazení. Z popisu je jasné, že velikost ztrát bude poměrně složitě předem zjistitelná a hlavně se bude během provozu měnit. Zařízení je realizováno

s dostupným chladičem schopným odvést až 100 W tepelného výkonu. Z toho důvodu není velikost ztrát nijak odhadována nebo počítána. Práce se zabývá realizací a zkoumáním vývojového prototypu a pro další postupy mohou být ztráty zjištěny měřením oteplení během reálného provozu.

Zdroj pro indukční ohřev je vybaven 2 termistory. Jeden slouží pro měření teploty hliníkového chladiče a druhý jako příprava pro měření teploty rezonanční cívky. Současné zapojení cívky měření teploty neumožňuje. Softwarově řízená ochrana v případě překročení první teplotního limitu spustí ventilátor chlazení a v případě překročení druhé hodnoty zablokuje výstup časovače pro řízení tranzistoru.

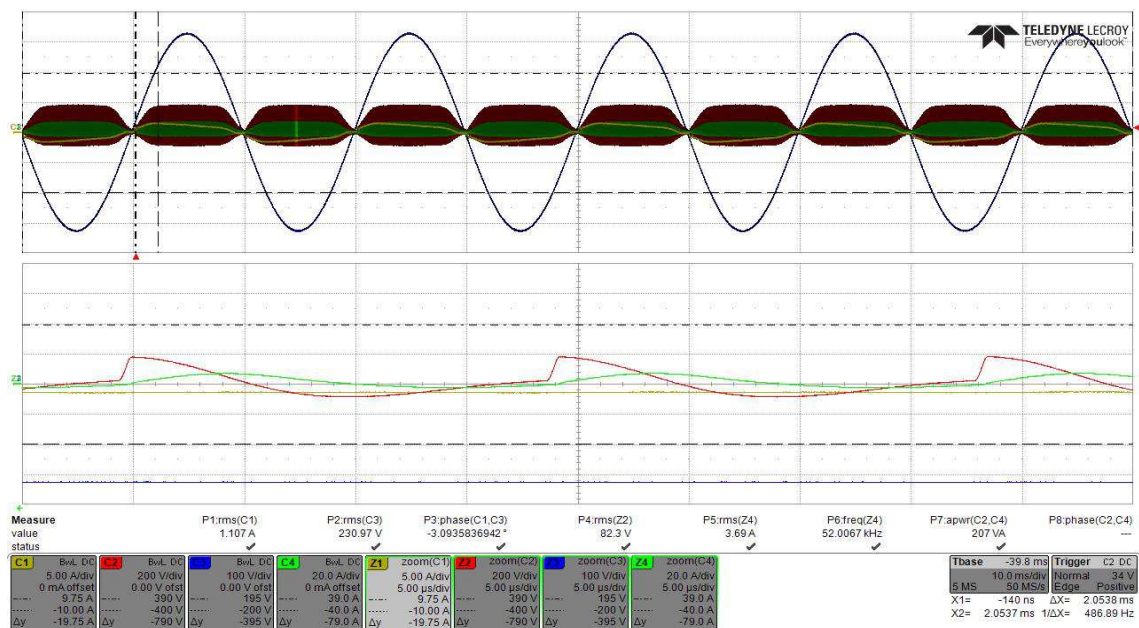
## **8.4 Testování požadovaného výkonu**

Jak bylo uvedeno výše, zařízení je schopné regulovat výkon v 5 stupních výkonu po kroku 20%. První stupeň je nastaven na výkon 250 W, další stupně mají výkon 500, 750, 1000 a 1250 W. K regulaci slouží funkce PID regulátoru. Pro správnou funkci regulace se osvědčil pouze PI regulátor s dominantní P složkou.

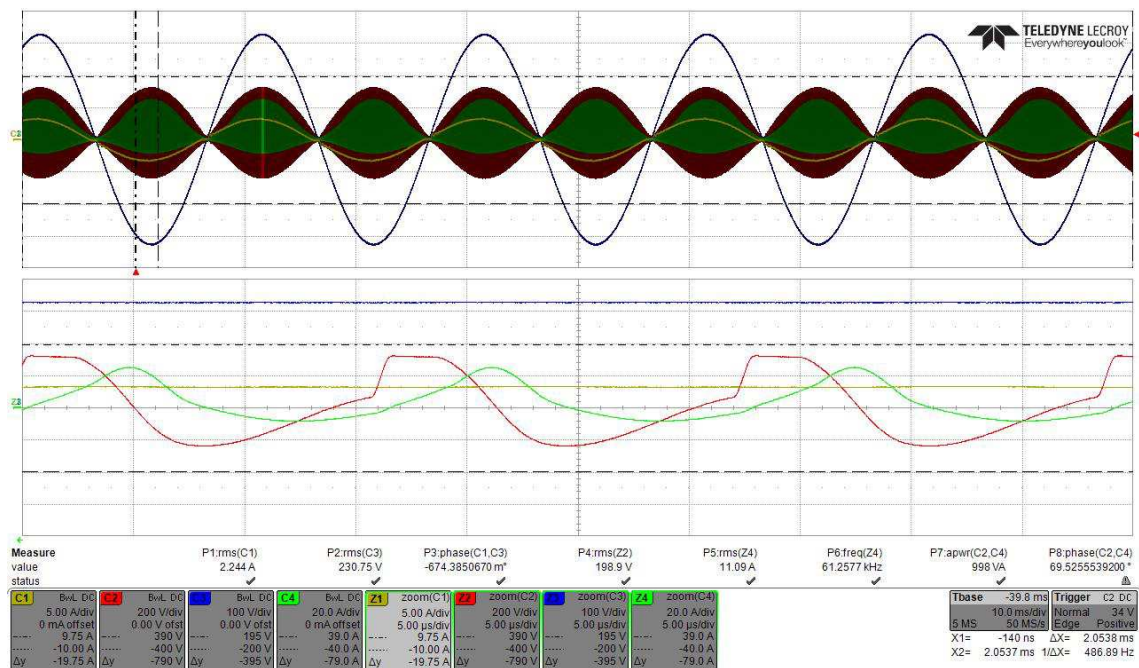
Na následujících záznamech z měření jsou zobrazeny průběhy proudů a napětí při všech stupních výkonu. Horní obrázek zobrazuje vždy několik period síťového kmitočtu. Na dolním obrázku je několik period rezonanční frekvence. Kanálem C1 je měřen proud tekoucí do zdroje. Kanál C3 měří vstupní napětí. Výstupní napětí na cívce je měřeno kanálem C2. Proud rezonanční cívkou měří kanál C4. Světlou barvou vyznačený úsek síťové periody označuje místo, ze kterého je provedeno přiblížení záznamu – tj. spodní obrázek.

Během měření byla zjištěna relativně velká magnetická síla, kterou je přitahována vsázka k cívce. Tento efekt je při používání fokusačních cívek bohužel nevyhnutelný.

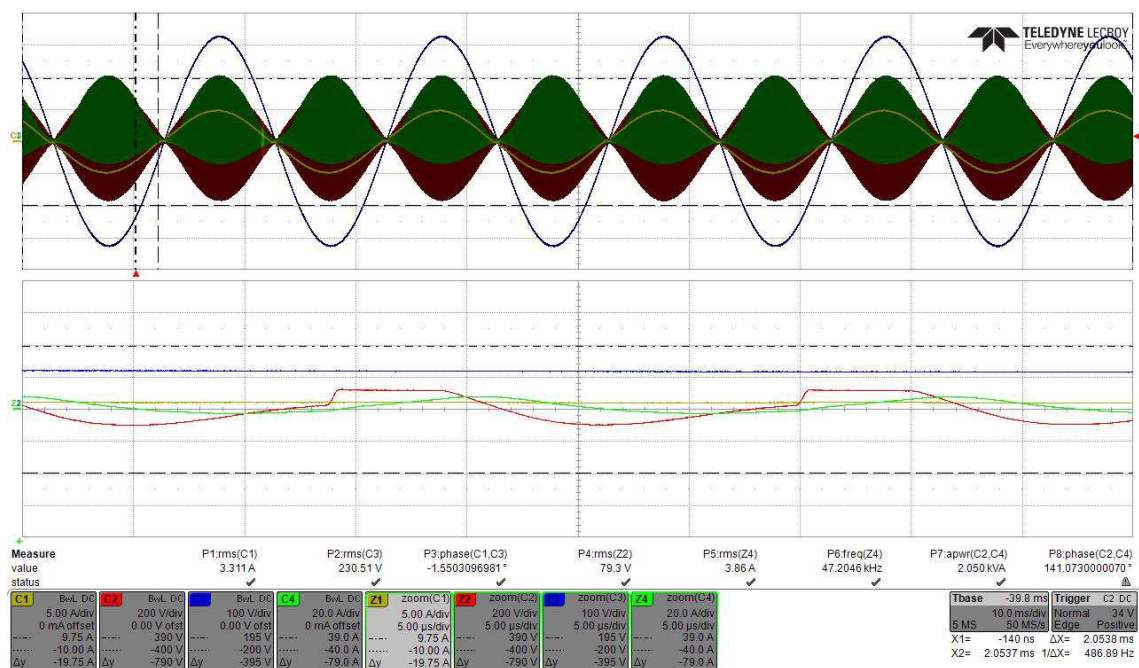




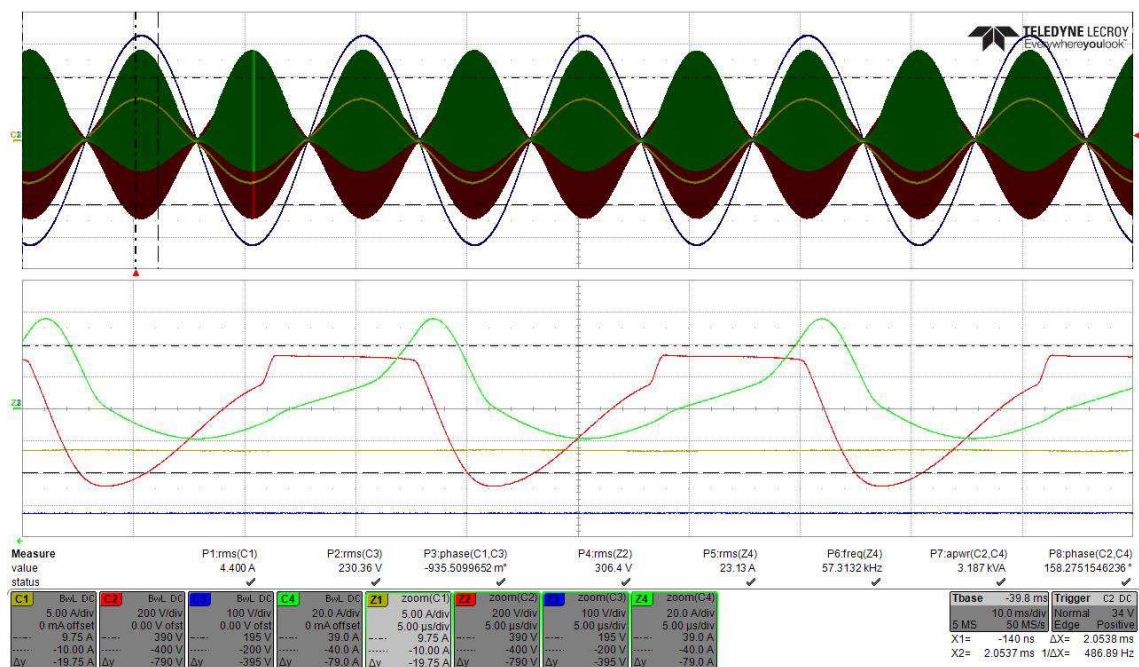
Obr. 8.6 Průběh napětí a proudů při výkonu zdroje 250 W



Obr. 8.7 Průběh napětí a proudů při výkonu zdroje 500 W

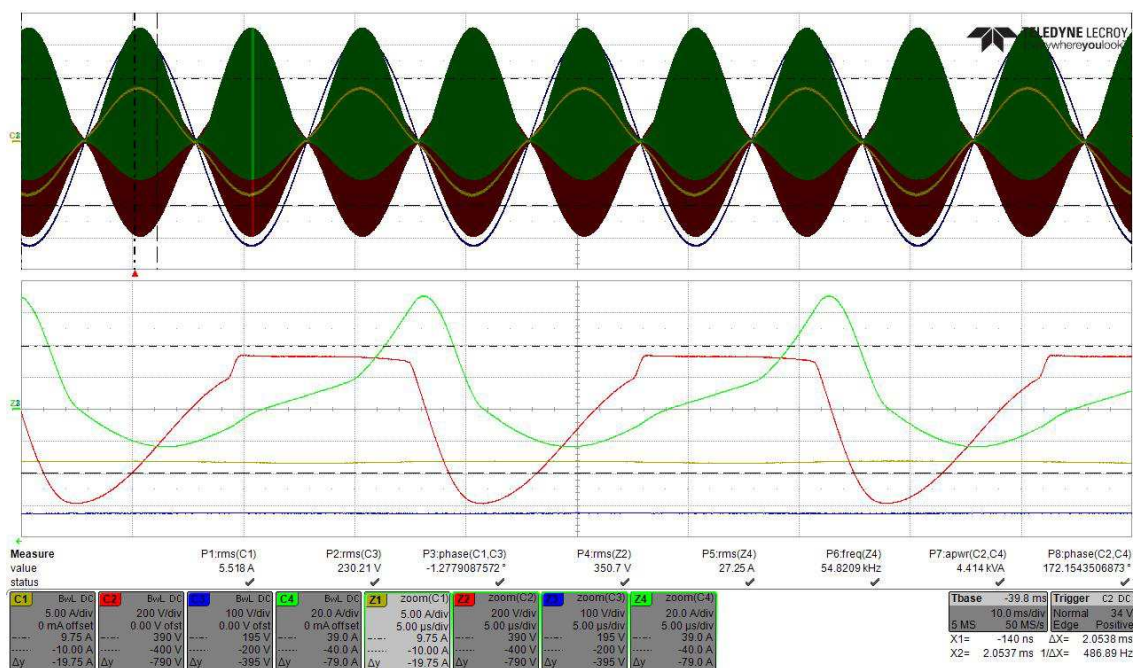


Obr. 8.8 Průběh napětí a proudů při výkonu zdroje 750 W



Obr. 8.9 Průběh napětí a proudů při výkonu zdroje 1000 W





Obr. 8.10 Průběh napětí a proudů při výkonu zdroje 1250 W



Obr. 8.11 Snímek z testovacího měření výkonu

Během testování výkonu bylo dosaženo požadovaných hodnot. Podle chování zařízení a naměřených průběhů by mohlo být zařízení provozováno i s mírně větším výkonem. Problém však nastává s teplotou fokusační cívký. Ta se vlivem ztrát i vlivem přenosu tepla z vsázky rychle ohřívá. Při testování nejvyššího stupně výkonu docházelo k vypalování nečistot. Začala se také tavit izolační páska. Po krátkém testování ohřevu (v řádech desítek vteřin) byla teplota hliníkového chladiče poměrně vysoká, naměřeno bylo 52 °C bez použití chladicího ventilátoru. Během běžného provozu je tudíž aktivní chlazení nutností.

Z naměřených průběhů je vidět tvar odebíraného proudu, který má až na výkon 250 W tvar sinu s mírným zploštěním okolo nuly napětí. Zploštění je projevem přítomnosti obnovovacích pulzů. Na nejnižším stupni výkonu nemá proud harmonický průběh patrně kvůli omezení činnosti regulátoru a kvůli nedostatečnému vybíjení filtračního kondenzátoru. Regulátor má nastavenou horní i spodní hranici svého výstupu. K měření byl používán osciloskop HDO4034-MS Teledyne Lecroy. Při měření během testování na nízkém napětí byl používán osciloskop Wavesurfer 3034.

## 8.5 Navrhované úpravy zařízení

Pro zlepšení chodu zařízení a především zajištění větší spolehlivosti by bylo vhodné provést na zařízení několik úprav. První z nich je analogové zpracování signálu z bočníku měřicího proud tranzistorem. Signál dosahuje kvůli malé hodnotě odporu bočníku velmi malých hodnot, na které se váže rušení a dochází tak k nechtěnému vybavování ochrann. Signál z bočníku dosahuje při proudu 60 A velikosti napětí pouhých 180 mV. Jako vhodné řešení se nabízí použití zesilovače a filtru, pro zesílení signálu na maximální možnou hodnotu 3,3 V.

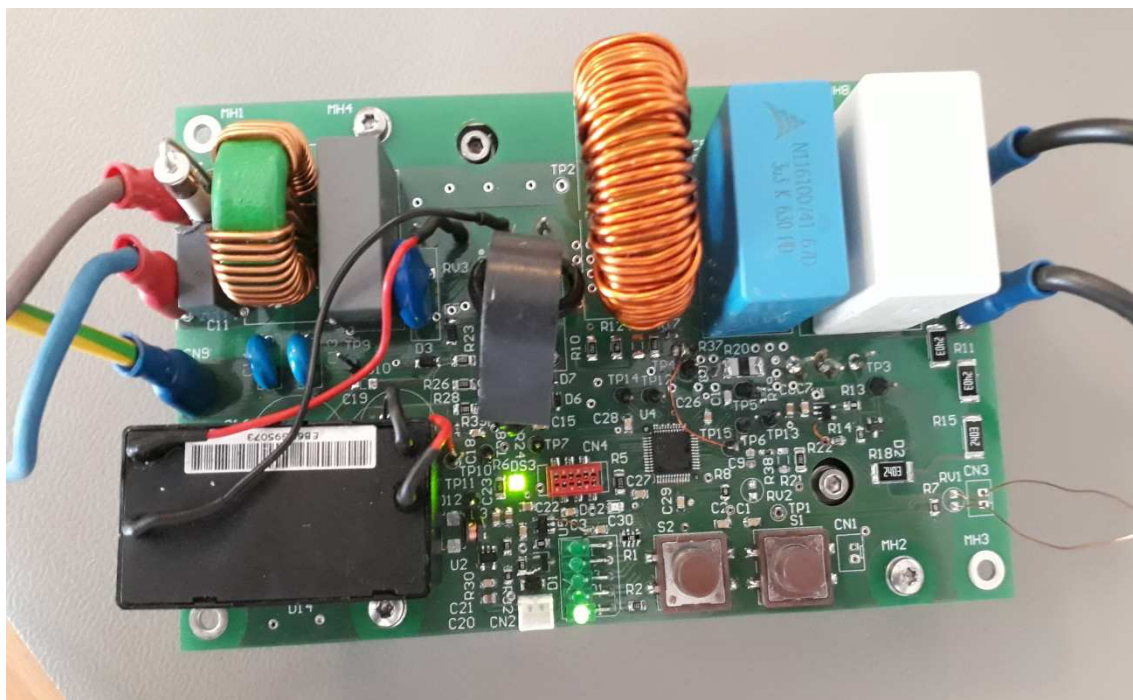
Další vhodná úprava je zavedení softwarového výpočtu horního omezení výstupu regulátoru výkonu. Hodnota výstupu by mohla být omezována na základě vstupujícího výkonu do zdroje. Problém by zamezil dlouhé době zapnutí tranzistoru při odpadnutí zátěže, což je běžný jev, který způsobuje regulátor výkonu, jež nemůže dodat větší výkon. Dlouhá doba sepnutí tranzistoru způsobuje velký nárůst proudu a výskyt přepětí na kolektoru tranzistoru. Zavedení horního omezení jako funkce výkonu by mohlo způsobit pomalejší, ale plynulejší regulaci výkonu. V současném stavu je regulátor při odpadnutí zátěže vždy v saturaci.

## 8.6 Srovnání skutečných hodnot se simulací

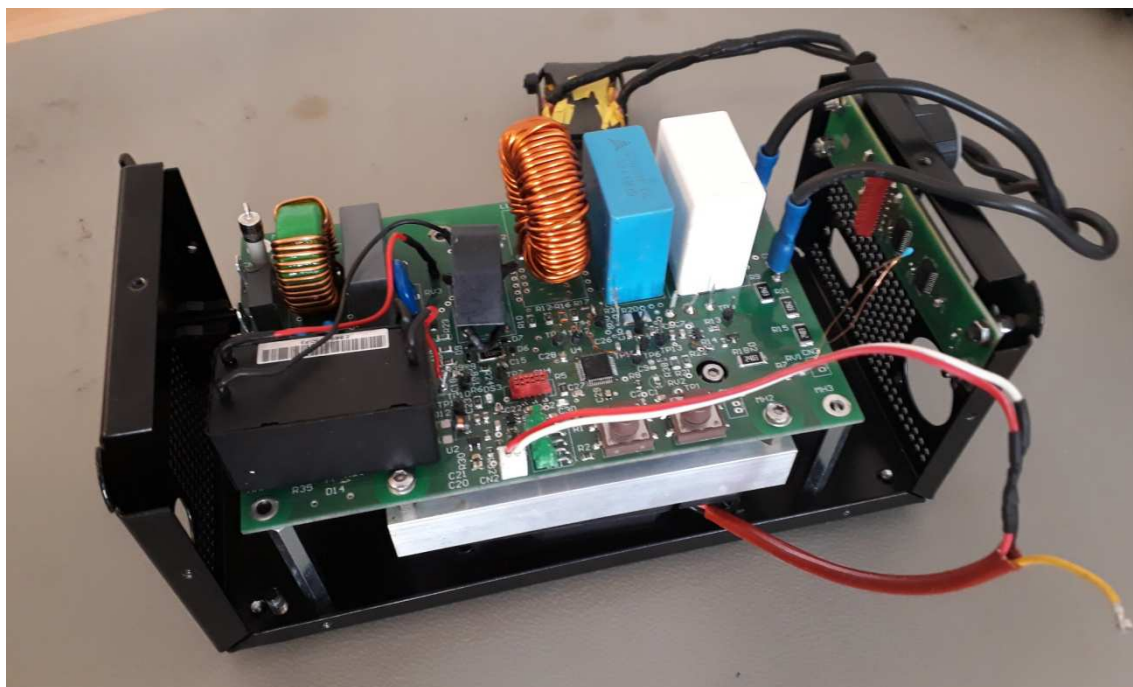
Návrh zařízení byl opřen o simulaci z programu Femm, na jejímž základě byla navržena cívka a inverter zařízení. Zpětně byl do simulace zadán skutečný počet závitů realizované cívky. Indukčnost zatížené cívky v simulaci je 46  $\mu\text{H}$  oproti skutečné naměřené hodnotě 48,13  $\mu\text{H}$ . Rozdíl je téměř zanedbatelný. Při měření naprázdno se však výsledek simulace liší relativně hodně, 69  $\mu\text{H}$  v simulaci vs. 57,6  $\mu\text{H}$  naměřených.

Při simulaci se zátěží byl pro přenos výkonu 1500 W potřebný proud 25 A. Zpětně byl v simulaci pro výkon 1250 W zjištěn proud 20,5 A a napětí 357,4 V. Z naměřeného průběhu byl pomocí softwaru osciloskopu vypočítán efektivní proud 27,25 A a napětí 350,7 V. I když se hodnoty proudu liší poměrně hodně (o 33 %) můžeme vzhledem k nepřesnostem a zjednodušováním, které byly během návrhu akceptovány, považovat výsledek simulace z Femmu za relativně přesný a přijatelný. Za největší rozdíly může patrně špatně odhadnutý tvar proudu, který se podle naměřených průběhů znatelně liší. Nepřesnost bude dána hlavně zjednodušenou geometrií tělesa, nedostatečnou znalostí vlastností použitého materiálu a také jinou pracovní frekvencí, která velikost ztrát ovlivňuje. Z naměřených a simulovaných výsledků je patrné, že statické simulace prováděné ve Femmu jsou vhodné spíše zjišťování indukčnosti a magnetické indukce v jádře, než pro výpočty výkonových poměrů.

## 8.7 Fotografie realizovaného zařízení



Obr. 8.12 Realizovaný zdroj pro indukční ohřev



Obr. 8.13 Realizovaný zdroj pro indukční ohřev v plechovém šasi

## 9 ZÁVĚR

V práci byl proveden návrh zdroje pro indukční ohřev s maximálním výkonem 1200 W. Zdroj byl realizován jako jednotranzistorový kvazirezonanční obvod napájený síťovým napětím, k řízení zdroje byl zvolen mikroprocesor STM32F334. Součástí výroby prototypu byl také návrh a realizace fokusační cívky, pro jejíž výrobu bylo vybráno jádro PQ4040. Zmíněné jádro bylo vybráno jako nejvhodnější z hlediska vznikajících ztrát a proveditelnosti. I když bylo výrobou dosaženo rozdílných hodnot indukčnosti oproti simulaci, cívka je plně funkční a schopná přenášet požadovaný výkon. Plošný spoj byl navržen v programu Altium jako oboustranný s rozměry 100 mm na 145 mm, aby mohl být pro účely testování umístěn v plechovém šasi. Fotografie zařízení jsou v poslední kapitole práce. Zdroj s cívkou přenáší do kovových materiálů výkon 1250 W, což je více, než bylo požadováno. A patrně by bylo možné výkon ještě zvýšit. Regulace výkonu je možná v 5 nastavených stupních. O regulaci se stará softwarový PI regulátor. Podle průběhu proudu uvedeného v kapitole 8.4. lze usoudit, že zařízení má při provozu dobrý účinník odběru (power factor), což je plánováno potvrdit přesnějším měřením EMC.

Časově náročnou prací bylo programování a ladění navrženého řídicího algoritmu, jehož finální zdrojový kód není součástí této diplomové práce. V rámci jeho vývoje bylo nutné překonat jisté technické obtíže, které se týkaly především ochrany. Pro další provoz je navržena úprava nadproudové ochrany. Tato a další navrhovaná úprava jsou popsány v kapitole 8.5.

Realizovaný prototyp splnil všechny předpoklady zadání a bude sloužit k dalšímu bádání a testování firmy Dawell CZ s.r.o. Cílem je zjistit, zda je vhodný tento typ obvodu pro komerční výrobu dílenského indukčního ohřevu.



# Literatura

- [1] PATOČKA, Miroslav. *Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice a silnoproudé elektrotechnice*. Brno: VUTIUM, 2011. ISBN 978-80-214-4003-6.
- [2] BAXANT, Petr. *Elektrické teplo a světlo*. Brno: AKAMDEMICKÉ NAKLADATELSTVÍ CERM, 2004. ISBN 80-214-2761-2
- [3] *ResearchGate: Performance Analysis of High frequency Parallel Quasi Resonant Inverter Based Induction Heating System* [online]. [cit. 2017-12-30]. Dostupné z: <https://www.researchgate.net/>
- [4] *PowerGuru: IGBT Definition for Single Ended Induction Heating Cookers* [online]. [cit. 2017-12-30]. Dostupné z: <http://www.powerguru.org/igbt-definition-for-single-ended-induction-heating-cookers/>
- [5] *Richie's Tesla Coil Web Page: RF INDUCTION HEATING* [online]. [cit. 2017-12-30]. Dostupné z: <http://www.richieburnett.co.uk/indheat.html>
- [6] KRIST, P. *Zařízení pro indukční ohřev s výkonem 2,5kW*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2014. 74 s. Vedoucí diplomové práce doc. Ing. Pavel Vorel, Ph.D.
- [7] *Encyklopedie fyziky: Sériový RLC obvod* [online]. [cit. 2017-12-30]. Dostupné z: <http://fyzika.jreichl.com/main.article/view/316-seriovy-rlc-obvod>
- [8] *Encyklopedie fyziky: Paralelní RLC obvod* [online]. [cit. 2017-12-30]. Dostupné z: <http://fyzika.jreichl.com/main.article/view/318-paralelni-rlc-obvod>
- [9] *UIHM: Base details of High Frequency Induction Heating* [online]. [cit. 2017-12-30]. Dostupné z: <http://www.uihm.com/en/Induction-Heating-Technology/Base-details-of-High-Frequency-Induction-Heating.html#.WkedGTfkXIV>
- [10] *KELLERMSR: Pyrometry a infračervené teploměry* [online]. [cit. 2017-12-30]. Dostupné z: <http://www.pyrometr.com/wp-content/uploads/2013/10/indukcni-ohrev.png>
- [11] Archive for the 'Induction Heating' Category. *Aneka Listrik* [online]. [cit. 2018-05-10]. Dostupné z: <https://anekalistrik.wordpress.com/category/induction-heating/>
- [12] BARRY, Williams. *Principles and Elements of Power Electronics*. 1. Glasgow: University of Strathclyde, 2006. ISBN 978-0-9553384-0-3.
- [13] Product data approval sheet. In: *Semic Trade* [online]. [cit. 2018-05-13]. Dostupné z: [www.semic.cz/\\_obchody/semic.obchodak.net/prilohy/6903/lj-pq4040f-cf297-cf-fca7b6.pdf](http://www.semic.cz/_obchody/semic.obchodak.net/prilohy/6903/lj-pq4040f-cf297-cf-fca7b6.pdf)
- [14] Specfication for approval. In: *Semic Trade* [online]. [cit. 2018-05-13]. Dostupné z: [www.semic.cz/\\_obchody/semic.obchodak.net/prilohy/6956/ljf-t141-26-i-kd-49b22d.pdf](http://www.semic.cz/_obchody/semic.obchodak.net/prilohy/6956/ljf-t141-26-i-kd-49b22d.pdf)
- [15] *Proudová zatížitelnost vodiče* [online]. In: . [cit. 2018-05-13]. Dostupné z: [https://www.pragoboard.cz/images/graf\\_spoj.jpg](https://www.pragoboard.cz/images/graf_spoj.jpg)



## SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

PRO	Paralelní rezonanční obvod	
SRO	Sériový rezonanční obvod	
$P_V$	Ztráty vířivými proudy	[W]
$k_V$	Součinitel ztrát vířivým proudy	
B	Magnetická indukce	[T], [Gauss]
f	frekvence	[Hz]
$P_h$	Hysterezní ztráty	[W]
$k_h$	Součinitel hysterezních ztrát	
$P_{ztr}$	Ztrátový výkon	[W]
$P_P$	Přídavné ztráty	[W]
$\delta$	Hloubka vniku	[mm]
$\omega$	Úhlová rychlost	[rad/s]
$\mu$	Permeabilita materiálu	[Hm <sup>-1</sup> ]
$\gamma$	Konduktivita materiálu	[S/m]
Q	Jakost	
L	indukčnost	[H]
R	Elektrický odpor	[ $\Omega$ ]
C	kapacita	[F]
$Z_s$	Impedance sériového rezonančního obvodu	[ $\Omega$ ]
$Z_{s, rez}$	Impedance SRO v rezanci	[ $\Omega$ ]
$Z_p$	Impedance paralelního rezonančního obvodu	[ $\Omega$ ]
$Z_{p, rez}$	Impedance PRO v rezanci	[ $\Omega$ ]
u	Elektrické napětí	[V]
i	Elektrický proud	[A]
$X_C$	Reaktance kondenzátoru	[ $\Omega$ ]
$X_L$	Reaktance cívky	[ $\Omega$ ]
EMC	Elektromagnetická kompatibilita	
$U_{DC}$	Stejnoseměrné napětí	[V]
$L_r$	Indukčnost rezonanční cívky	[H]
$C_r$	Kapacita rezonančního kondenzátoru	[F]
$L_p$	Indukčnost předřadné cívky	[H]
t	čas	[s]
NI	Počet ampérzávitů	[Az]
$P_{\check{c}}$	Činný výkon	[W]
$P_j$	Jalový výkon	[VAr]

$\rho$	Rezistivita materiálu	[ $\Omega\text{m}$ ]
$l$	délka	[m]
$S$	Obsah plochy	[ $\text{m}^2$ ]
$\Delta t$	oteplení	[ $^{\circ}\text{C}$ ]
$\alpha$	Koeficient teplotního odporu	[ $\text{K}^{-1}$ ]
$\Delta P$	Ztráty – ztrátový výkon	[W]
$k_{\text{PX}}$	Koeficient jevu blízkosti	
$k_{\text{SK}}$	Koeficient skinefektu	
$\nu_f$	vysokofrekvenční	
$k_{\text{PV}}$	Činitel plnění vinutí	
$\bar{s}$	šířka	[m]
$v$	výška	[m]
$r$	poloměr	[m]
$d$	průměr	[m]
$V$	objem	[ $\text{m}^3$ ]
ZVS	Zero Voltage switching – spínání při nulovém napětí	
ZCS	Zero Current switching – spínání při nulovém proudu	
OVV	Over Voltage – přepětí	
OVC	Over Current - nadproud	
$E_{\text{ON}}$	Ztráty zapínacího děje	[J]
$E_{\text{OFF}}$	Ztráty vypínacího děje	[J]
$k_{\Delta P_{\text{Cu}}}$	Koeficient pro výpočet ztrát vodiče	[ $\text{m}\cdot\text{mm}^{-2}\cdot\text{A}^2$ ]
$k_{\text{DC}}$	Koeficient vlivu stejnosměrné složky na indukčnost	
$k_{\text{PCu}}$	Činitel plnění mědi	
$R_{\text{SHUNT}}$	Elektrický odpor bočníku	[ $\Omega$ ]